4

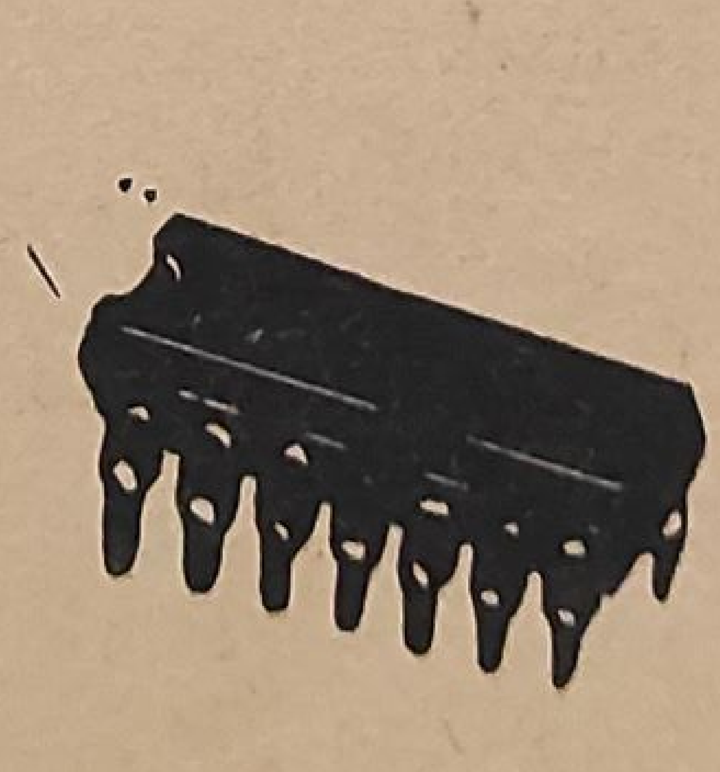
Manual de utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

AUTOMATICA ELECTRONICA

SERIA PRACTICĂ

INFORMATICA MANAGEMENT



BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

M. K. Starr. Conducerea producţiei. Şisteme de execuţie
V. Crăciunoiu ş.a. Elemente de execuţie
A. Vlădescu ş.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică Mutatoare cu comutaţie forţată
G. Möltgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutaţie de la reţea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache. Automatica aplicată, ediţia I-a şi a II-a
Şt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Lisicikin. Prognoza tehnico-ştiinţifică în ramurile industriei
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelly, J. Pignaret, A. Sarazin. Instrumentaţia electronică în fizica nucleară
T. Homoş. Capacitate de producţie în construcţii de maşini
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Şisteme de comutaţie.
R. Stere ş.a. Tranzistoare cu efect de cîmp
D. N. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statistic al calităţii producţiei
N. Stanciu ş.a. Tehnica imaginii în cinematografie şi televiziune
P. Vezeanu, Şt. Pătraşcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
T. Penescu, V. Petrescu. Măsurarea presiunii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidoş, P. Isac (coordonatori) Ştudiul muncii, vol. I—VIII
V. Baltac ş.a. Calculatorul FELIX C-256, Ştructură şi programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru maiştri
A. M. Buhtiarov ş.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu, Sisteme informatice, modele ale conducerii şi sistemelor conduse
E. S. Buffa. Conducerea modernă a producţiei, vol. I şi II
A. Vătăşescu ş.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului şi cantităţii lichidelor în industrie
Ch. Jones Design. Metode şi aplicaţii
Gh. Pisău ş.a. Elaborarea şi introducerea sistemelor informatice
C. Hidoş. Analiza şi proiectarea circuitelor informaţionale în unităţile economice
A. Vătăşescu ş.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare vol. *1*, *2* şi *3*.
M. Silişteanu ş.a. Şcheme de televizoare, magnetofoane, picupuri vol. *1* şi *2* ed. a II-a
D. W. Davies. Reţele de interconectarea calculatoarelor
V. Pescaru ş.a. Fişiere, baze şi bănci de date
Gh. Başliurea ş.a. Comanda numerică a maşinilor-unelte
N. Sprînceană, ş.a. Automatizări discrete în industrie, Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin, Optimizări în automatizări industriale
S. Maican. Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ş.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simionescu. Proiectare unitară a circuitelor electronice
C. Cluceru. Tehnica măsurărilor în telecomunicaţii
P. Niţulescu. Electroalimentarea instalaţiilor de telecomunicaţii
R. Răpeanu ş.a. Circuite integrate analogice catalog.
Şt. Lozneanu ş.a. Casetofoane. Depanare. Funcţionare.
T. Rădulescu ş.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif ş.a. Tiristoare şi modele de putere. Catalog
P. Postelnicu — Sisteme şi linii de transmisiuni telefonice
M. Silişteanu ş.a. Receptoare TV în culori

PREFAȚA

Acest volum — al patrulea — al seriei Manualelor de utilizare *prezintă o serie de circuite aflate în producția curentă a IPRS-Băneasa care pot fi descrise ca circuite de uz general cu o largă clasă de aplicații.*

Primul capitol — elaborat de ing. G. Tănase — descrie convertorul D/A de 8 biți-βDAC 08.

Capitolul 2 — elaborat de ing. S. Negru — prezintă circuitul βAA 145 destinat comenzii în fază a tiristoarelor și triacelor.

Atît circuitul βDAC 08 cît și circuitul βAA 145 au un statut cert de standard industrial constituind inima a zeci de aplicații. Din acest motiv acestor două circuite li s-a rezervat o parte importantă a volumului de față insistîndu-se nu numai asupra aplicațiilor (de altfel bogat reprezentate) ci și asupra structurii și modului lor de funcționare.

Capitolul 3 — elaborat de ing. G. Tănase — și capitolul 4 — elaborat de ing. A. Năstase — descriu două circuite cu un grad de complexitate aparent redus: βA 726 — două tranzistoare npn monolitice și o oglindă de curent, termostatate și, respectiv, βA 3054— două perechi diferențiale, cu sursă de curent în emitoare, complet independente. Aplicațiile fac apel la proprietatea cea mai interesantă din punctul de vedere al utilizării: dată fiind realizarea monolitică nivelul de împerechere electrică și termică a componetelor este excelent. În plus circuitul βA 726 dispune și de un termostat realizat în cipul din siliciu; termostat care menține constantă temperatura cipului. Datorită prezenței termostatului devin realizabile o serie de aplicații în care se exploatează tocmai reducerea majoră a dependenței parametrilor electrici de variațiile temperaturii mediului ambiant. De observat că se recomandă conectarea termostatului numai în cazurile în care aplicația folosește fie numai unul din tranzistoarele existente pe cip fie impune condiții de împerechere termică relativ relaxate. Explicația acestei recomandări constă în apariția unui gradient neneglijabil de temperatură pe cip odată cu conectarea termostatului (datorită rezistenței termice de valoare mică a capsulei utilizate), fapt care conduce la o ușoară dezechilibrare termică a celor două tranzistoare.

Capitolul 5 — elaborat de ing. V. Gheorghiu — descrie circuitul βTDA 655 destinat reglării turației motoarelor de c.c. utilizate în casetofoane.

Capitolul 6 — elaborat de ing. N. Marinescu — prezintă familia de circuite βL 100 destinate comenzii liniare sau logaritmice a unei barete de LED-uri.

Includerea acestei familii de circuite în volumul de față „face public" nivelul deosebit de competitiv atins de IPRS-Băneasa în proiectarea și realizarea de circuite analogice bipolare. Este vorba de renunțarea la prelucrarea directă,

„cuvînt cu cuvînt", a unui circuit integrat preferîndu-se modificarea sau reconstrucția sa completă astfel încît circuitul asimilat să poată fi produs mai eficient sau la parametri superiori în comparație cu modelul de referință. De o astfel de procedură au beneficiat multe din circuitele produse anterior familiei βL 100 cum ar fi, de exemplu, βE555, TDA 440, TDA 1170, βA 723, βA 741, βM 108A etc.

În cazul familiei βL 100 reconstrucția circuitelor a atins un astfel de nivel încît comparația directă cu modelele de referință arată clar că este vorba de fapt de circuite noi, originale.

Sîntem convinși că aceasta este calea corectă și eficientă care poate fi caracterizată lapidar astfel: a învăța din greșelile altora fără a le subevalua însă ideile bune.

Coordonarea activității colectivului de autori a fost asigurată de ing. M. Bodea și ing. A. Vătășescu care au prelucrat și prezentat într-o formă unitară materialele elaborate de membrii colectivului.

AUTORII

București, 21 Decembrie 1984

CUPRINS

1

β DAC-08 | Convertor digital-analog de 8 biţi

1.1. Prezentarea circuitului

1.1.1. Destinaţie

În marea familie a convertoarelor, circuitul integrat β*DAC*-08, convertor de 8 biţi, ocupă o poziţie de standard industrial. Circuitul are o precizie de 0,19% suficientă pentru aplicaţiile industriale obişnuite. Fiind un circuit de viteză (timp de stabilire de ordinul a 100 ns) poate fi utilizat la achiziţii de date pentru controlul proceselor industriale şi prelucrări numerice.

Versatilitatea în utilizare este justificată şi de posibilitatea interfaţării cu orice tip de logică (*TTL*, *CMOS* etc.), de gama largă a tensiunilor de alimentare ±4,5 V ... ±18 V ce pot fi şi nesimetrice ,precum şi de consumul redus (de numai 33 mW la o tensiune de alimentare de ±5 V) independent de stările celor 8 biţi din intrările logice.

1.1.2. Schema bloc

Schema bloc a convertorului β*DAC* 08 este indicată în figura 1.1.

Circuitul are două ieşiri de curent notate I_o şi $\bar{I}_o$. Aceşti curenţi au proprietatea că suma lor este constantă şi egală cu $\frac{255}{256} I_{REF}$, unde I_{REF} este curentul impus din exterior care intră în terminalul *14*; ei sînt furnizaţi de blocul *COMUTATOARE CURENŢI*, obţinîndu-se prin însumarea curenţilor din ieşirile fiecăruia din cele opt comutatoare.

Curenţii I_1, ..., I_8 furnizaţi de blocul *REŢEA PONDERARE CURENŢI* sînt o fracţiune crescătoare cu puterile lui 2, din curentul I_{REF}; astfel $I_k = I_{REF}/2^k$ pentru $k = 1 \div 8$. Aceşti curenţi sînt aplicaţi la intrările celor opt comutatoare de curent.

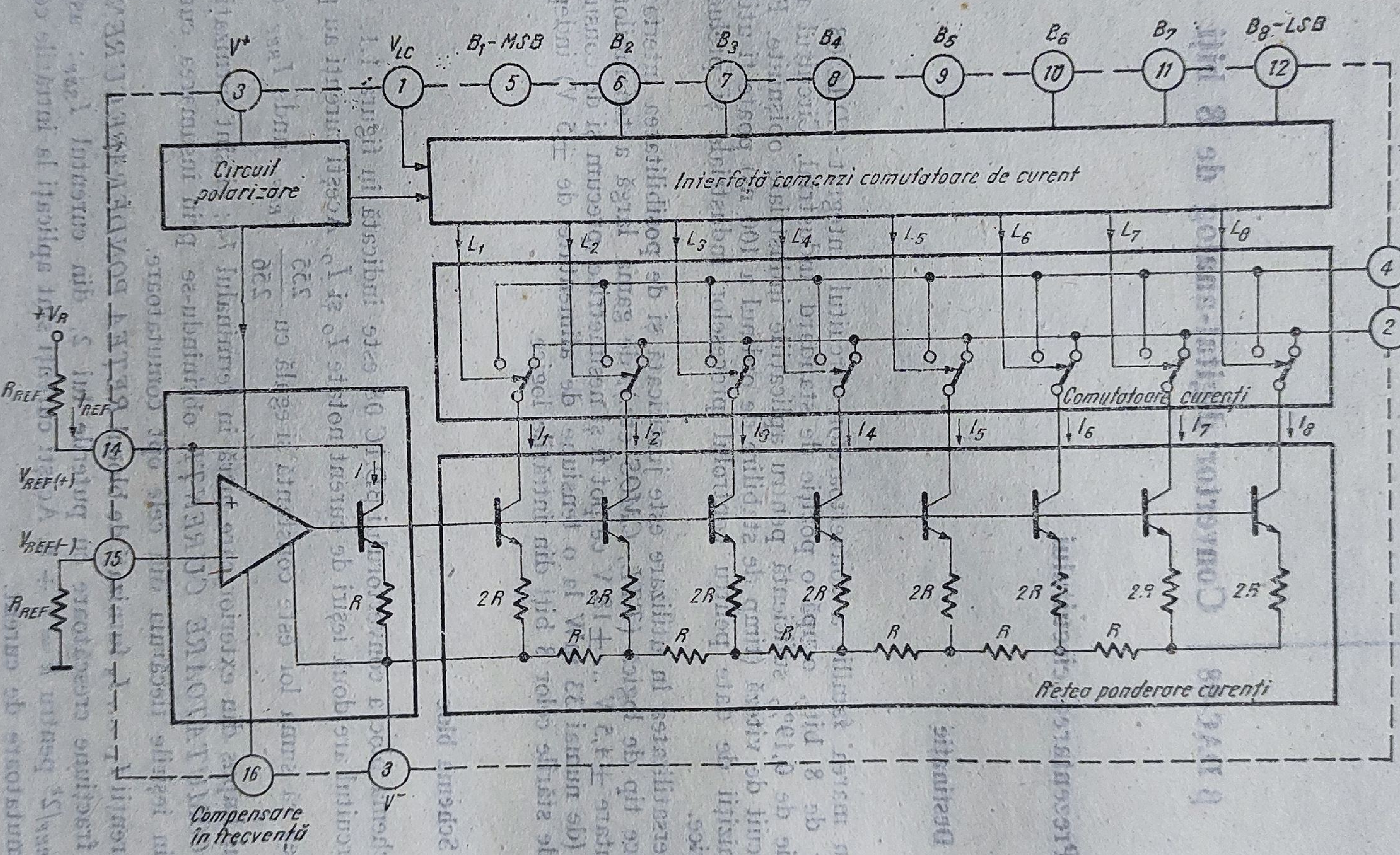


Fig. 1.1. Schema bloc a circuitului integrat βDAC 08

Comutarea oricăruia din curenții I_1, ..., I_8 spre ieșirea I_0 sau $\bar{I}_0$ se face în funcție de comanda logică L_1, ..., L_8 aferentă comutatorului respectiv. Comenzile L_k pentru cele opt comutatoare de curent sînt date de blocul *INTERFAȚĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*, care are rolul de separare între cei opt biți de comandă logică B_1, ..., B_8 și blocul *COMUTATOARE DE CURENT*.

Astfel în funcție de configurația logică a intrărilor B_1, ..., B_8 se obține un curent I_0 proporțional cu valoarea numerică a cuvîntului binar format din cei opt biți. Valoarea maximă la ieșirea de curent I_0 se obține atunci cînd toți curenții I_k sînt comutați în această ieșire.

Se obține:

$$I_0 = \sum_{k=1}^{8} I_k = I_{REF} \sum_{k=1}^{8} 1/2^k = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

Curentul de referință, I_{REF}, ce reprezintă mărimea analogică din intrarea convertorului, este transferată către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* prin blocul *AMP REF* care este un repetor de curent realizat cu un amplificator operațional funcționînd într-o buclă de reacție negativă de curent.

Curentul I_{REF} este furnizat din exterior cu ajutorul unui generator de curent sau dintr-un generator de tensiune, V_{REF}, și o rezistență, R_{REF}, care determină valoarea curentului (vezi figura 1.1):

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}.$$

Rezistența conectată în intrarea $V_{REF(-)}$ este egală cu cea care determină valoarea curentului I_{REF} (conectată în intrarea $V_{REF(+)}$), avînd rolul să compenseze efectul curentului din intrarea $V_{REF(+)}$ asupra curentului I_0 transferat către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI*.

Polarizarea în curent constant a blocurilor componente ale convertorului este asigurată de blocul *CIRCUIT POLARIZARE* care furnizează curenții de polarizare necesari unei funcționări optime a întregului circuit integrat.

1.2. Schema electrică funcțională

Pentru o prezentare de principiu a funcționării circuitului vom folosi schema din figura 1.2.

Făcînd abstracție, pentru moment, de problemele legate de împerecherea tranzistoarelor și considerînd $\beta = \infty$, se observă că rețeaua de ponderare *R-2R* conduce la relația:

$$I_{REF} + I_{B+} = 256\, I$$

Dacă neglijăm curentul de intrare, I_{B+}, se obține:

$$I = I_{REF}/256$$

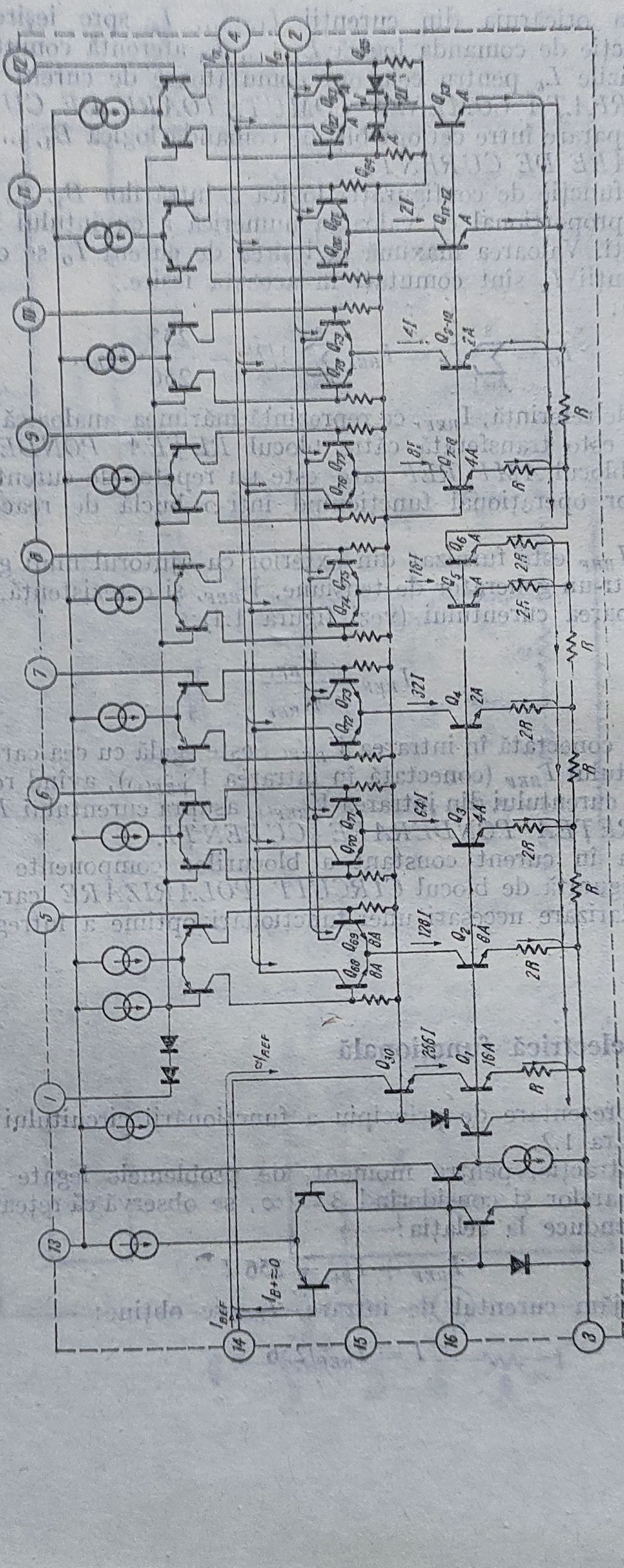


Fig. 1.2. Schema electrică funcțională a circuitului integrat βDAC 08.

Astfel, corespunzător stărilor celor opt intrări logice, curenții de ieșire (I_O, respectiv $\bar{I}_O$) constituie o combinație liniară a curenților generați de rețeaua de ponderare: $I_{REF}/2$, $I_{REF}/4$, $I_{REF}/8$, $I_{REF}/16$, $I_{REF}/32$, $I_{REF}/64$, $I_{REF}/128$, $I_{REF}/256$.

Pentru ca rapoartele de divizare obținute prin rețeaua R-$2R$ să fie cît mai aproape de valorile ideale indicate mai sus *este necesară o împerechere foarte bună a elementelor componente din rețeaua de ponderare.*

- Astfel tranzistoarele Q_1, ..., Q_5 au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/16A$, conducînd la o împerechere foarte bună a parametrului β. Emitoarele tranzistoarelor Q_1, ..., Q_5 sînt realizate folosind aceeași geometrie de emitor circular repetată cu factorul indicat în figura 1.2. Acest mod de realizare a rapoartelor de arii conduce la o precizie foarte bună dată numai de dispersia ariei elementare de emitor circular.

De asemenea rețeaua de rezistențe R-$2R$ este bine împerecheată folosind înscrierea a două rezistențe R pentru ramura $2R$ și utilizînd pentru rezistența R o geometrie ce conduce la dispersii tehnologice minime.

De fapt, așa cum se va arăta în § 1.3 precizia convertorului β*DAC* 08 este dată de precizia rețelei R-$2R$.

- Deoarece realizarea unor rapoarte de arii 1:256 ridică probleme tehnologice dificile lanțul rețelei de ponderare a fost separat în două zone: una corespunzătoare celor mai semnificativi patru biți iar alta pentru ceilalți patru biți; separarea este făcută de tranzistorul Q_6. Deoarece precizia de realizare a divizării pentru ultimii patru biți poate fi cel mult de 16 ori mai slabă ca pentru primii patru biți, s-a utilizat o rețea de ponderare bazată pe rapoarte de arii, combinată cu un singur grup de rezistențe $R-R$. Și aici tranzistoarele Q_{7-8}, Q_{9-10}, Q_{11-12}, Q_{13} au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/128A$, realizîndu-se o bună împerechere a parametrnlui β. De asemenea rapoartele de arii de emitor se obțin cu precizie ridicată utilizînd aceeași geometrie de emitor elementar repetată cu factorul indicat în figura 1.2.

- Pentru aceleași motive de împerechere foarte bună a parametrului β, tranzistoarele Q_{68},..., Q_{75} au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor, $I_{REF}/16A$ Pentru tranzistoarele componente ale comutatoarelor de curent pentru ultimii patru biți această condiție nu mai este necesară, dispersia tehnologică a parametrului β pentru tranzistoarele Q_{76}, ..., Q_{83} fiind în limitele cerute de precizia pentru ultimii patru biți.

- Abaterea față de valoarea $\frac{255}{256} I_{REF}$ pentru curentul I_O sau $\bar{I}_O$ este dată de dispersia parametrului β pentru tranzistorul Q_{30} față de tranzistoarele Q_{68}, ..., Q_{75}. De aceea densitatea curentului de emitor pentru Q_{30} este aceeași ca pentru tranzistoarele Q_{68}, ... Q_{75}, egală cu $I_{REF}/16A$. De asemenea, utilizarea convertorului astfel încît potențialele terminalelor 2, 4 și 14 să fie aceleași asigură aceeași tensiune colector-bază pentru tranzistoarele Q_{30} și Q_{68}, ..., Q_{83}, contribuind la o bună împerechere a parametrului β.

Blocul *AMP-REF* din schema bloc (vezi figura 1.1) conține un *amplificator operațional cu intrare diferențială* (vezi figura 1.2) conectat în buclă de reacție negativă prin intermediul tranzistorului Q_{30}; această buclă face ca intrările amplificatorului (terminalele *14* și *15*) să fie practic la același potențial, iar curentul tranzistorului Q_{30} să fie egal cu I_{REF}, deoarece curentul de polarizare al intrării neinversoare a amplificatorului este neglijabil (I_{REF} este de ordinul mA iar I_{B+} de ordinul 0,1 μA).

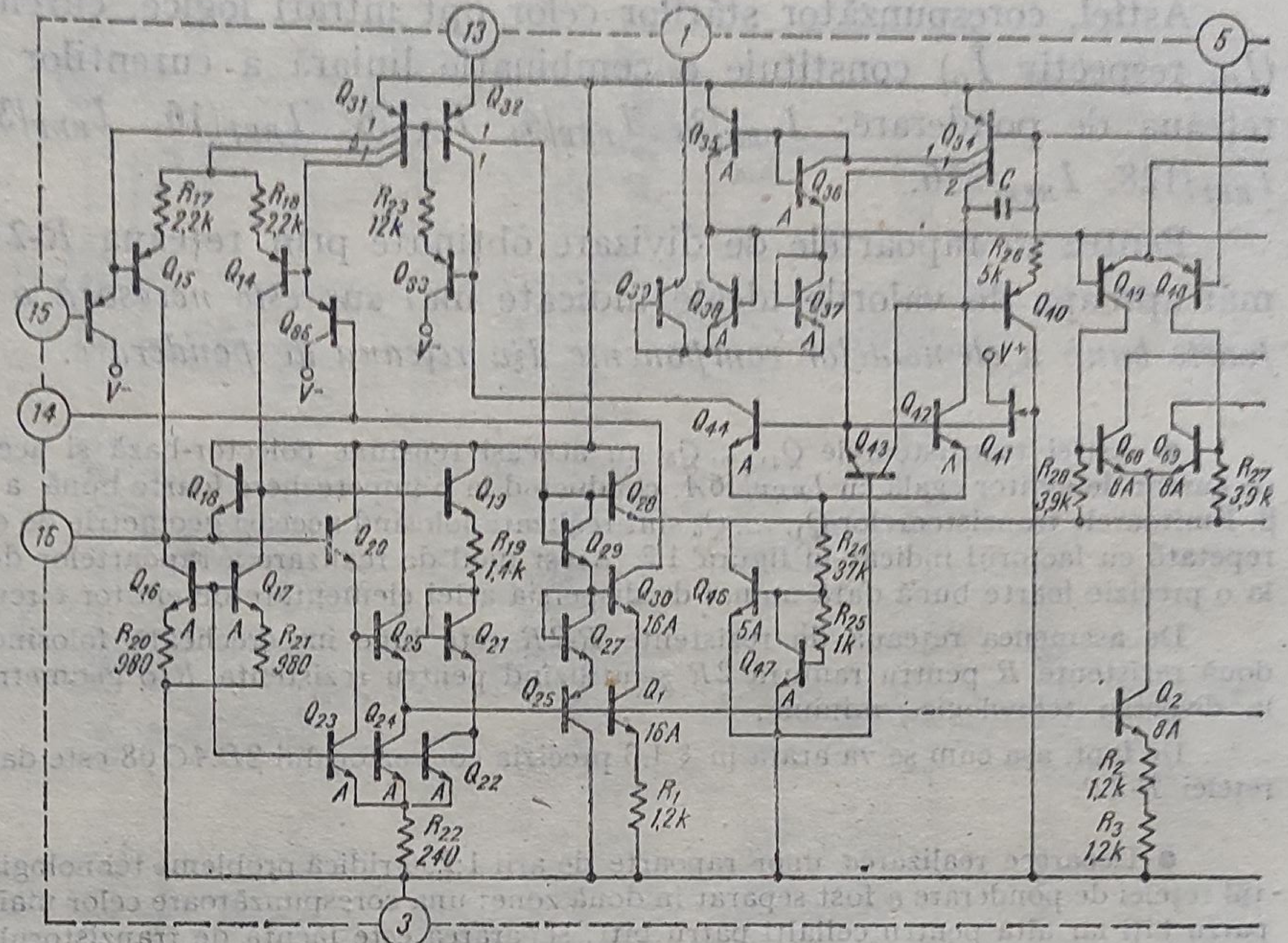


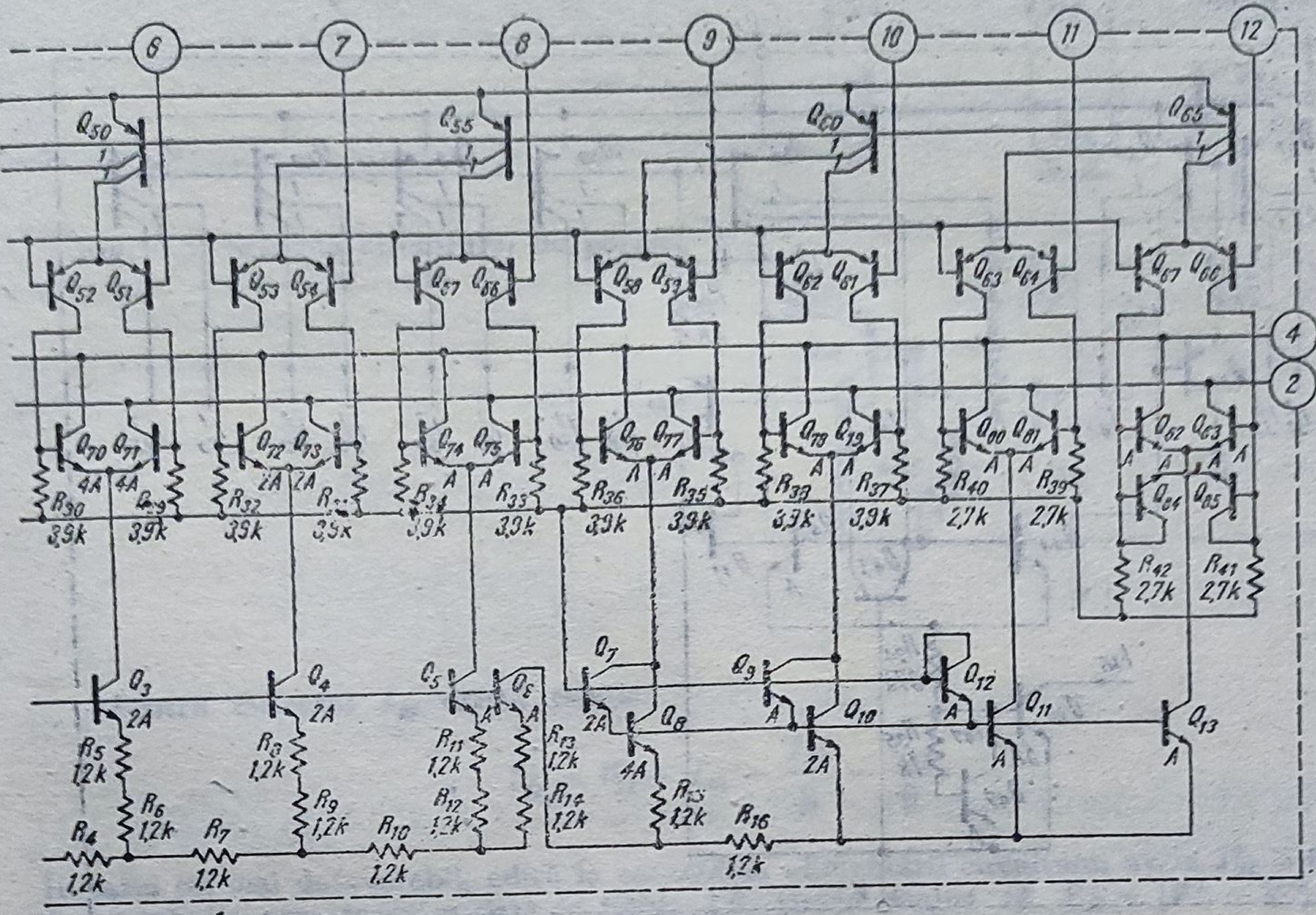
Fig. 1.3. Schema electrică

Cele opt *semnale logice* ce acţionează la terminalele *5, 6, ..., 12* se aplică pe una din intrările celor opt etaje diferenţiale (vezi figura 1.2); cealaltă intrare a acestora este conectată la un potenţial constant egal cu $V_1 + 1{,}3$ V (V_1 este potenţialul de c.c. fixat din exterior la terminalul *1*, iar valoarea de 1,3 V reprezintă tensiunea pe cele două diode polarizate de un generator de curent constant). Tensiunea V_1 se alege astfel încît

$$V_1 + 1{,}3\ \text{V} = (V_{H\,\text{min}} + V_{L\text{max}})/2,$$

unde $V_{H\,\text{min}}$ şi $V_{L\,\text{max}}$ sînt tensiunile minimă respectiv maximă pentru nivele de 1 logic şi 0 logic; în cazul nivelelor TTL va rezulta $V_1 = 0$.

Cele opt etaje diferenţiale formează *interfaţa cu comutatoarele de curent* formate la rîndul lor, de asemenea din opt etaje diferenţiale. Comandate de cele opt semnale din intrările logice, etajele diferenţiale trimit comenzi în circuit pentru comutatoarele de curent, dezechilibrînd etajele diferenţiale de comutare ce intră în alcătuirea lor astfel încît transferă curenţii ponderaţi din emitoare pe ramura corespunzătoare curentului de ieşire I_o sau pe ramura pentru $\bar{I}_o$, după cum semnalul logic este 1 sau 0.



detaliată a circuitului integrat βDAC 08.

1.3. Schema electrică completă

Schema electrică detaliată a convertorului *βDAC* 08 este prezentată în figura 1.3. În continuare sînt descrise blocurile funcționale ale circuitului (corespunzător schemei bloc din figura 1.1); în calculele ce urmează se va considera pentru tensiunile V_{BE} valoarea de 0,65 V — dacă nu se specifică altfel — iar curenții de bază ai tranzistoarelor se neglijează presupunîndu-se β suficient de mare; în calcule pentru toate tranzistoarele *npn* în regiunea activă normală se va lua β = 100.

1.3.1. Circuitul de polarizare

Schema de detaliu a circuitului de polarizare este indicată în figura 1.4.

Acest circuit realizează polarizarea amplificatorului operațional din blocul *AMP REF* și a blocului *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Deoarece polarizarea se realizează prin generatoare de curent constant regimul de c.c. al convertorului este practic independent de tensiunea de alimentare.

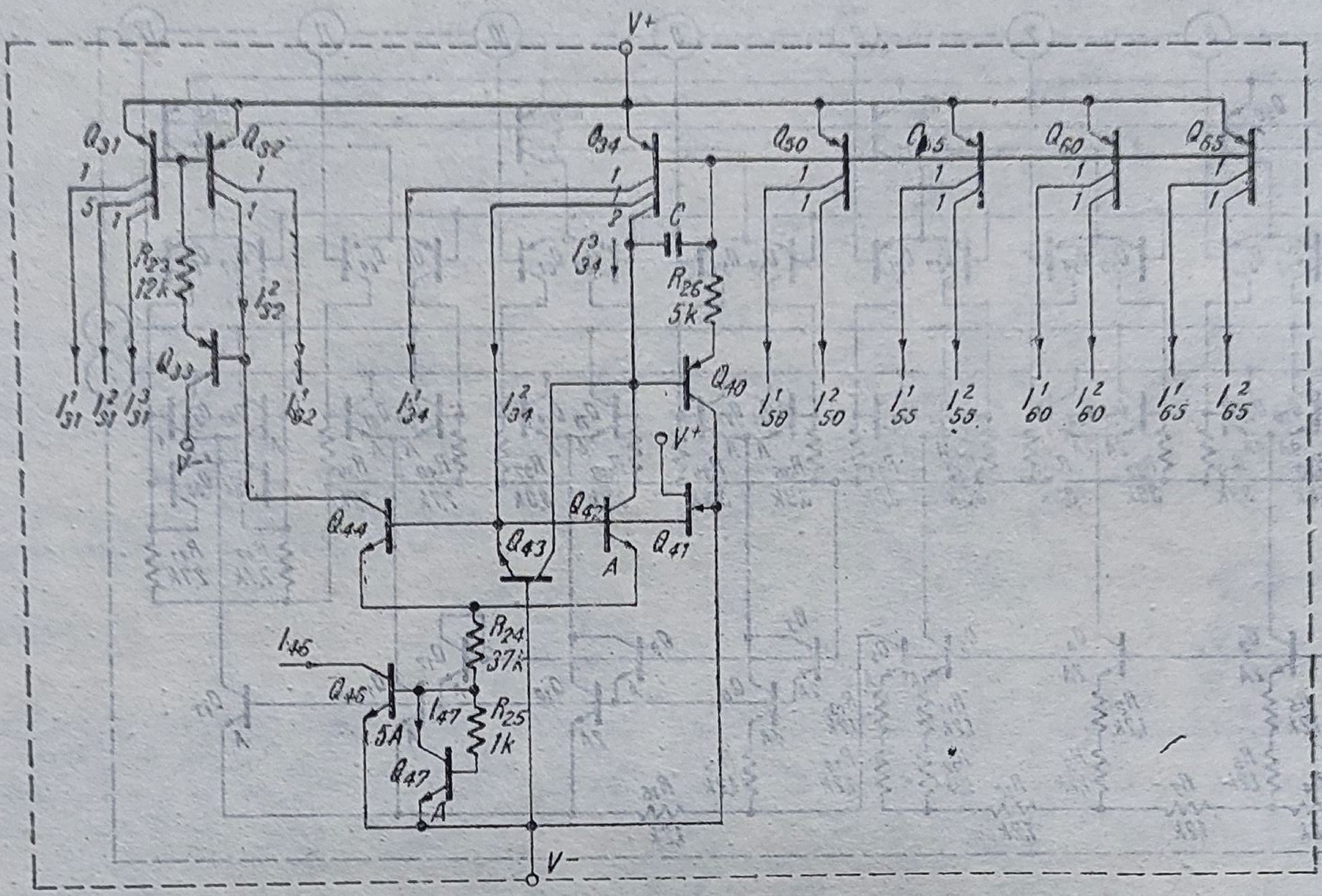


Fig. 1.4. Schema circuitului de polarizare.

● Circuitul de pornire

Schema sa este prezentată în figura 1.5, fiind alcătuită din tranzistoarele Q_{44}, Q_{42}, Q_{43}, Q_{41}, Q_{46}, Q_{47} și rezistențele R_{24}, R_{25}. În acest circuit rolul decisiv îl are tranzistorul cu efect de cîmp $(TEC\text{-}J)Q_{41}$ care amorsează funcționarea. Într-adevăr, în primul moment după aplicarea alimentării circuitului, curentul I^2_{34} este nul deci nu există o polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_{42}, Q_{44} și Q_{43} care lucrează ca diodă Zener (tranzistor blocat cu joncțiune bază-emitor polarizată invers); astfel curenții I_{42} și I_{44} sînt nuli și nu pot fi generați curenții de polarizare necesari. În aceste condiții curentul I_{41} generat de Q_{41} are rolul de catalizator, realizînd polarizarea tranzistoarelor Q_{42}, Q_{44} și a diodei Zener Q_{43}. Funcționarea corectă presupune că valoarea curentului I_{41} este suficient de mare pentru a asigura un curent minim prin dioda Zener Q_{43} atunci cînd Q_{44} și Q_{42} sînt deschise.

Ținînd seama de schema din figura 1.5 se poate scrie relația:

$$V_{Z_{43}} = V_{BE_{42}} + (I_{44} + I_{42})R_{24} + V_{BE_{46}}. \tag{1.1}$$

Deoarece tranzistoarele Q_{44} și Q_{42} au aceeași arie de emitor iar $V_{BE_{44}} = V_{BE_{42}}$ curenții I_{44} și I_{42} sînt egali. Considerînd pentru tensiunea $V_{Z_{43}}$ valoarea de 7,2 V (corespunzător procesului tehnologic) cu relația 1.1 se obține:

$$I_{41} = I_{42} = \frac{V_{Z_{43}} - V_{BE_{42}} - V_{BE_{46}}}{2R_{24}} = \frac{7{,}2\text{V} - 0{,}65\text{ V} - 0{,}65\text{ V}}{2 \times 37\text{ k}\Omega} = 80\ \mu\text{A}. \tag{1.2}$$

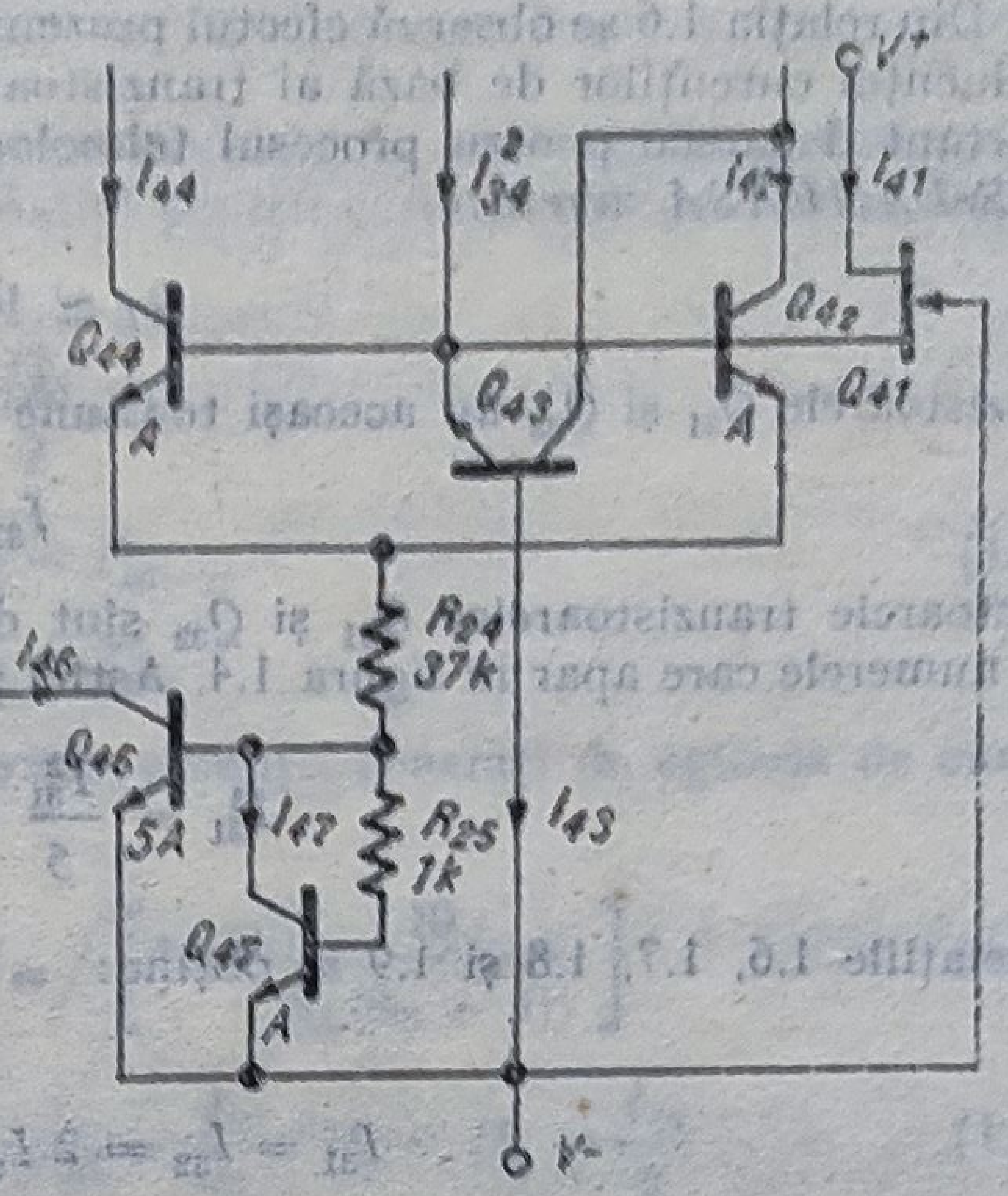


Fig. 1.5. Schema circuitului de pornire

Pentru curentul I_{43} există relația:

$$I_{43} = I^2_{34} + I_{41} - \frac{I_{44}}{\beta} - \frac{I_{42}}{\beta}, \tag{1.3}$$

În cazul cel mai defavorabil, adică la conectarea alimentării circuitului avem $I^2_{34} = 0$; I_{41} se determină din caracteristica dată în figura 1.6, ținînd seama că $V_D = (V^+ - V^-) - V_{Z43}$. Pentru valoarea minimă a tensiunii de alimentare (±4,5 V), se obține:

$$V_{D\,min} = 9V - 7{,}2\,V = 1{,}8\,V \quad \text{și} \quad I_{41\,min} = I_D(V_{D\,min}) = 3{,}7\,\mu A \tag{1.4}$$

Ținînd seama de rezultatele din relațiile 1.2 și 1.4 și înlocuind β = 100 în relația 1.3 se obține:

$$I_{43\,min} = 3{,}7\mu A - \frac{2 \times 80\mu A}{100} = 2{,}1\mu A. \tag{1.5}$$

Valoarea obținută mai sus cu relația 1.5 garantează amorsarea curenților I_{42} și I_{44}, deci funcționarea corectă a circuitului de pronire.

O dată generați curenții I_{42} și I_{44}, se pot determina apoi și ceilalți curenți de polarizare.

● *Curenții de polarizare pentru etajul de intrare* (vezi blocul *AMP REF* în schema bloc din figura 1.1) sînt generați de oglinda de curent Q_{31}-Q_{32}, vezi figura 1.4; tranzistorul Q_{33} are rolul de tampon, minimizînd efectul curenților de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curentului I^2_{32}.

Într-adevăr, notînd cu β_L respectiv β_S factorii de amplificare în curent pentru tranzistoarele *pnp* laterale (în acest caz Q_{31} și Q_{32}) și respectiv *pnp* de substrat (în acest caz Q_{33}) se obține

$$I_{44} = \frac{I_{31} + I_{32}}{\beta_L(\beta_S + 1)} + I^2_{32} \tag{1.6}$$

unde I_{31} și I_{32} sînt curenții totali de colector pentru tranzistoarele Q_{31} și Q_{32}, adică:

$$I_{31} = I^1_{31} + I^2_{31} + I^3_{31}, \qquad I_{32} = I^1_{32} + I^2_{32}. \tag{1.7}$$

Din relația 1.6 se observă efectul prezenței tranzistorului Q_{33}: reducerea cu factorul $(\beta_S + 1)$ a influenței curenților de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curentului I^2_{32}. Efectul este important deoarece pentru procesul tehnologic în care se realizează acest circuit integrat la *IPRS-BĂNEASA* avem:

$$\beta_L \simeq 10, \ \beta_S \simeq 100. \tag{1.8}$$

Tranzistoarele Q_{31} și Q_{32} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor astfel încît

$$I_{31} = I_{32} \tag{1.9}$$

Colectoarele tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} sînt divizate în rapoarte bine determinate, exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenții componenți se poate scrie:

$$I^1_{31} = \frac{I^2_{31}}{5} = I^3_{31}, \ I^1_{32} = I^2_{32}. \tag{1.10}$$

Cu relațiile 1.6, 1.7, 1.8 și 1.9 se obține:

$$I_{31} = I_{32} = 2\,I_{44} \Big/ \left[1 + \frac{4}{\beta_L(\beta_S + 1)}\right] \tag{1.11}$$

$$I^1_{31} = I^3_{31} = \frac{I_{31}}{7}, \ I^2_{31} = \frac{5}{7} I_{31}, \ I^1_{32} = I^2_{32} = \frac{1}{2} I_{32} \tag{1.12}$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.11 și 1.12 se obține:

$$\begin{gathered} I^1_{31} = 23\ \mu A, \ \ I^2_{31} = 114\ \mu A, \ \ I^3_{31} = 23\ \mu A, \\ I^1_{32} = 80\ \mu A, \ \ I^2_{32} = 80\ \mu A \end{gathered} \tag{1.13}$$

● Curenții de polarizare pentru *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* (vezi schema bloc din figura 1.1) sînt generați de oglinda de curent multiplă alcătuită din tranzistoarele Q_{34}, Q_{50}, Q_{55}, Q_{60}, Q_{65}. Tranzistorul Q_{40} îmbunătățește funcționarea oglinzii de curent minimizînd efectul curenților de bază ai tranzistoarelor *pnp* laterale Q_{34}, Q_{50}, Q_{55}, Q_{60}, Q_{65} asupra curentului I^3_{34}.

Astfel, ținînd seama de figura 1.4 avem relația:

$$I_{42} = I^3_{34} + \frac{I_{34} + I_{50} + I_{55} + I_{60} + I_{65}}{\beta_L(\beta_S + 1)} \tag{1.14}$$

unde I_{34}, I_{50}, I_{55}, I_{60} și I_{65} sînt curenții totali de colector ai tranzistoarelor Q_{34}, Q_{50}, Q_{55}, Q_{60} și Q_{65}:

$$\begin{gathered} I_{34} = I^1_{34} + I^2_{34} + I^3_{34}, \\ I_{50} = I^1_{50} + I^2_{50}, \ I_{55} = I^1_{55} + I^2_{55}, \\ I_{60} = I^1_{60} + I^2_{60}, \ I_{65} = I^1_{65} + I^2_{65}. \end{gathered} \tag{1.15}$$

Tranzistoarele Q_{34}, Q_{50}, Q_{55}, Q_{60} și Q_{65} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor, astfel încît au aceiași curenți de colector:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65} \tag{1.16}$$

Colectoarele tranzistoarelor Q_{34}, Q_{50}, Q_{55}, Q_{60}, Q_{65} sînt divizate în rapoarte bine determinate exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenții componenți ai fiecărui tranzistor se poate scrie:

$$I^1_{34} = I^2_{34} = \frac{I^3_{34}}{2},$$

$$I^1_{50} = I^2_{50}, \quad I^1_{55} = I^2_{55}, \tag{1.17}$$

$$I^1_{60} = I^2_{60}, \quad I^1_{65} = I^2_{65}.$$

Folosind relațiile 1.14, 1.15, 1.16 și 1.17 vom exprima curenții generați de oglinda de curent multiplă:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65} = 2\,I_{42} \Big/ \left[1 + \frac{10}{\beta_L(\beta_S + 1)]}\right], \tag{1.18}$$

$$I^1_{34} = I^2_{34} = \frac{I_{34}}{4},\ I^3_{34} = \frac{I_{34}}{2},\ I^1_{50} = I^2_{50} = \frac{I_{50}}{2},\ I^1_{55} = I^2_{55} = \frac{I_{55}}{2} \tag{1.19}$$

$$I^1_{60} = I^2_{60} = \frac{I_{60}}{2},\ I^1_{65} = I^2_{65} = \frac{I_{65}}{2} \tag{1.20}$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.18 și 1.19 se obține:

$$I^1_{34} = 40\ \mu A,\ I^2_{34} = 40\ \mu A,\ I^3_{34} = 80\ \mu A$$
$$I^1_{50} = 80\ \mu A,\ I^2_{50} = 80\ \mu A,$$
$$I^1_{55} = 80\ \mu A,\ I^2_{55} = 80\ \mu A,$$
$$I^1_{60} = 80\ \mu A,\ I^2_{60} = 80\ \mu A,$$
$$I^1_{65} = 80\ \mu A,\ I^2_{65} = 80\ \mu A.$$

Acum se poate determina și curentul I_{43}, după terminarea regimului de pornire; cu relațiile 1.2, 1.3, 1.20 și folosind caracteristica din figura 1.6 (se consideră $V_D = 22{,}8$ V pentru o alimentare de ± 15 V) se obține:

$$I_{43} = 40\ \mu A + 9{,}6\ \mu A - \frac{2 \times 80\ \mu A}{100} = 48\ \mu A. \tag{1.21}$$

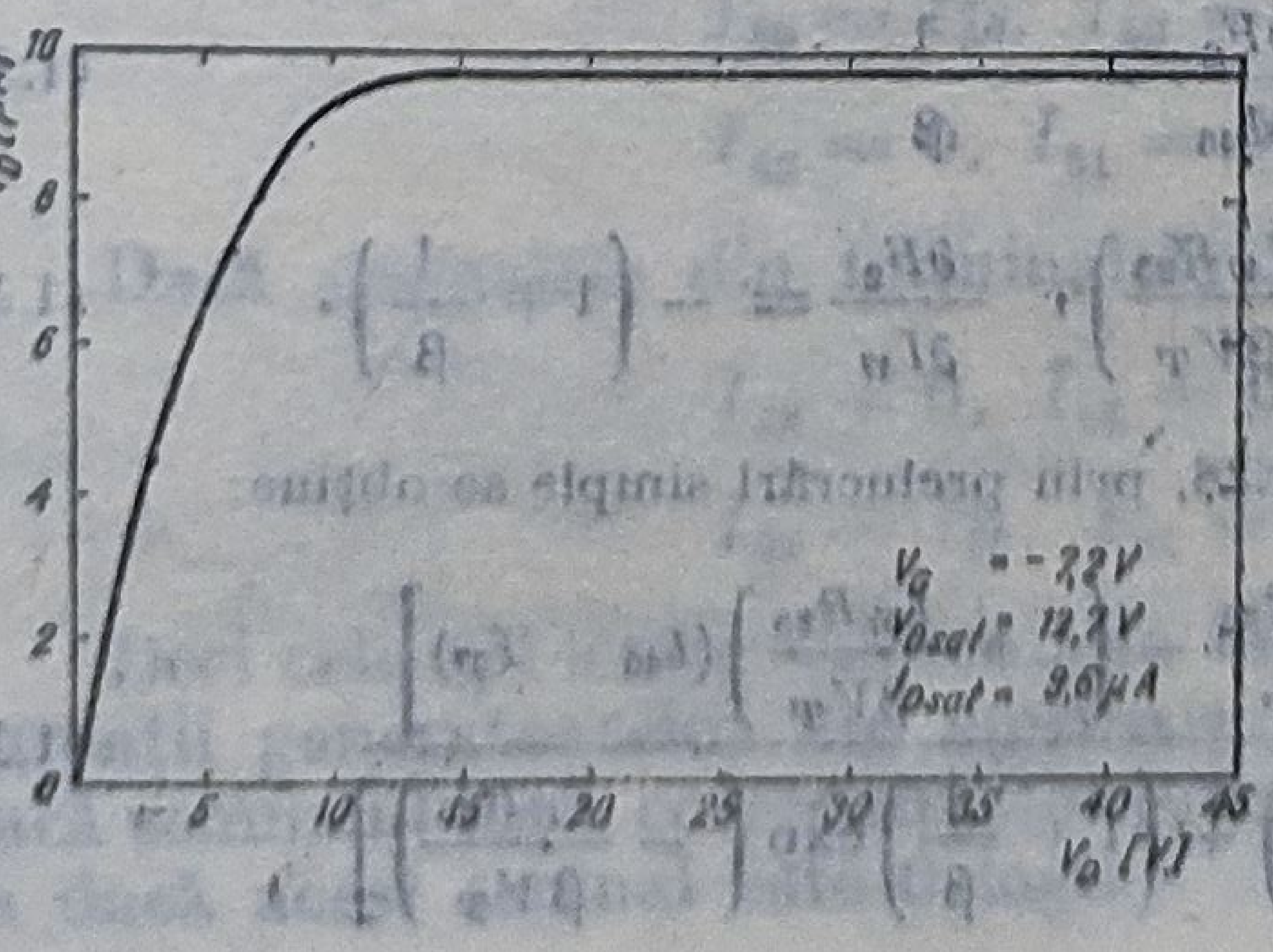


Fig. 1.6. Caracteristica curent-tensiune $I_D(V_{DS})$ pentru tranzistorul *TECJ*, Q_{41}.

● Curentul de polarizare ce asigură existenţa tensiunii pentru bazele tranzistoarelor din blocul *REŢEA PONDERARE CURENŢI* (vezi schema bloc din figura 1.1) este generat de grupul Q_{46}, Q_{47}.

Conform cu figura 1.4 se pot scrie relaţiile:

$$V_{BE46} - V_{BE47} = R_{25}\frac{I_{47}}{\beta} = V_T \ln\left[\frac{I_{46}}{I_{47}} \cdot \frac{1}{5}\right], \tag{1.22}$$

$$I_{42} + I_{44} = I_{47}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{I_{46}}{\beta}, \tag{1.23}$$

Din relaţia 1.23 şi 1.2 se obţine:

$$I_{47} \simeq I_{42} + I_{44} = 160\ \mu\text{A}. \tag{1.24}$$

Cu rezultatul din relaţia 1.24, din relaţia 1.22 se obţine:

$$I_{46} = 5I_{47}\exp\left(\frac{I_{47} \cdot R_{25}}{\beta V_T}\right) = 5 \times 160\ \mu\text{A} \exp\left(\frac{160 \times 1{,}0}{100 \times 26}\right) = 0{,}8\ \text{mA}. \tag{1.25}$$

Este interesant de precizat aici, rolul rezistenţei R_{25} care minimizează efectul factorului β asupra curentului I_{46}.

Într-adevăr, cu ajutorul relaţiilor 1.22 şi 1.23 se obţine:

$$F_1(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{46} - 5I_{47}\exp\left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right) = 0 \tag{1.26}$$

$$F_2(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{42} + I_{44} - I_{47}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) - \frac{I_{46}}{\beta} = 0 \tag{1.27}$$

$$\frac{dI_{46}}{d\beta} = -\begin{vmatrix} \dfrac{\partial F_1}{\partial \beta} & \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \dfrac{\partial F_2}{\partial \beta} & \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix} \Bigg/ \begin{vmatrix} \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{46}} & \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{46}} & \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix} \tag{1.28}$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial \beta} = 5I_{47}^2\frac{R_{25}}{\beta^2 V_T}\exp\left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial \beta} = \frac{I_{46} + I_{47}}{\beta^2} \tag{1.29}$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{46}} = 1, \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{46}} = -\frac{1}{\beta} \tag{1.30}$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} = -5\left(1 + \frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right)\exp\left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} = -\left(1 + \frac{1}{\beta}\right). \tag{1.31}$$

Înlocuind expresiile 1,29, 1.30 şi 1.31 în 1.28, prin prelucrări simple se obţine:

$$\frac{dI_{46}}{d\beta} = -\frac{5}{\beta^2}\frac{\left[\left(1 + \dfrac{1}{\beta}\right)\dfrac{I_{47}^2 R_{25}}{V_T} - \left(1 + \dfrac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right)(I_{46} + I_{47})\right]}{\left[\dfrac{5}{\beta}\left(1 + \dfrac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right) + \left(1 + \dfrac{1}{\beta}\right)\exp\left(-\dfrac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T}\right)\right]}. \tag{1.32}$$

Ţinînd seama de relaţiile 1.24 şi 1.25 se poate considera $I_{46} = 5I_{47}$; înlocuind aceasta în 1.32 şi făcînd neglijările ce se impun, rezultă:

$$\frac{dI_{46}}{I_{46}} \Big/ \frac{d\beta}{\beta} = -\frac{1}{\beta}\left[\frac{I_{47}R_{25}}{V_T}\left(1-\frac{6}{\beta}\right)-6\right]. \quad (1.33)$$

Înlocuind cu valori numerice, se calculează factorul de desensibilizare a curentului I_{46} faţă de parametrul β:

$$\frac{dI_{46}}{I_{46}} \Big/ \frac{d\beta}{\beta} = -\frac{1}{100}\left[\frac{160 \times 1}{26}\left(1-\frac{6}{100}\right)-6\right] \simeq 0. \quad (1.34)$$

1.3.2. Circuitul de interfaţă

Schema electrică de detaliu a circuitului de interfaţă (vezi blocul *INTERFAŢA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* din figura 1.1) este prezentată în figura 1.7.

Cele opt semnale logice se aplică la terminalele *5,6, ..., 12*; pe terminalul *1* se fixează tensiunea de prag logic astfel încît să se obţină:

$$V_P = (V_{H\,min} + V_{L\,max})/2, \quad (1.35)$$

unde $V_{H\,min}$ şi $V_{L\,max}$ reprezintă tensiunea minimă pentru nivelul 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivelul 0 logic.

Deoarece tensiunea pe terminalul *1* (V_1) verifică relaţia:

$$V_P = V_1 + V_{BE38} + V_{BE39}, \quad (1.36)$$

se obţine din 1.35 şi 1.36 valoarea necesară pentru V_1:

$$V_1 = (V_{H\,min} + V_{L\,max})/2 - 1{,}3 \text{ V}. \quad (1.37)$$

Astfel atunci cînd starea unuia din cele opt semnale logice este 1 logic tensiunea respectivă este mai mare decît V_P şi etajul diferenţial corespunzător va fi dezechilibrat într-un sens, iar cînd starea este 0 logic tensiunea acestui semnal este mai mică decît V_P iar etajul diferenţial se dezechilibrează în celălalt sens. Dacă semnalele pe unul sau mai multe din terminalele *5, 6, ..., 12* sînt 1 logic, se obţine:

$$\begin{aligned} &I_{49} = I^1_{50},\ I_{52} = I^2_{50}, \ldots, I_{67} = I^2_{55} \\ &I_{48} = 0,\ I_{51} = 0, \ldots, I_{66} = 0 \end{aligned} \quad (1.38)$$

Dacă semnalele din terminalele 5, 6, ..., 12 sînt 0 logic, se obţine:

$$\begin{aligned} &I_{49} = 0,\ I_{52} = 0, \ldots, I_{67} = 0 \\ &I_{48} = I^1_{50},\ I_{51} = I^2_{50}, \ldots, I_{66} = I^2_{55} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Deci cele opt etaje diferenţiale lucrează drept comutatoare de curent; curenţii generatoarelor din emitoare sînt comutaţi pe ramurile din stînga dacă semnalul logic corespunzător este 1 logic, respectiv pe ramurile din dreapta dacă acest semnal este 0 logic.

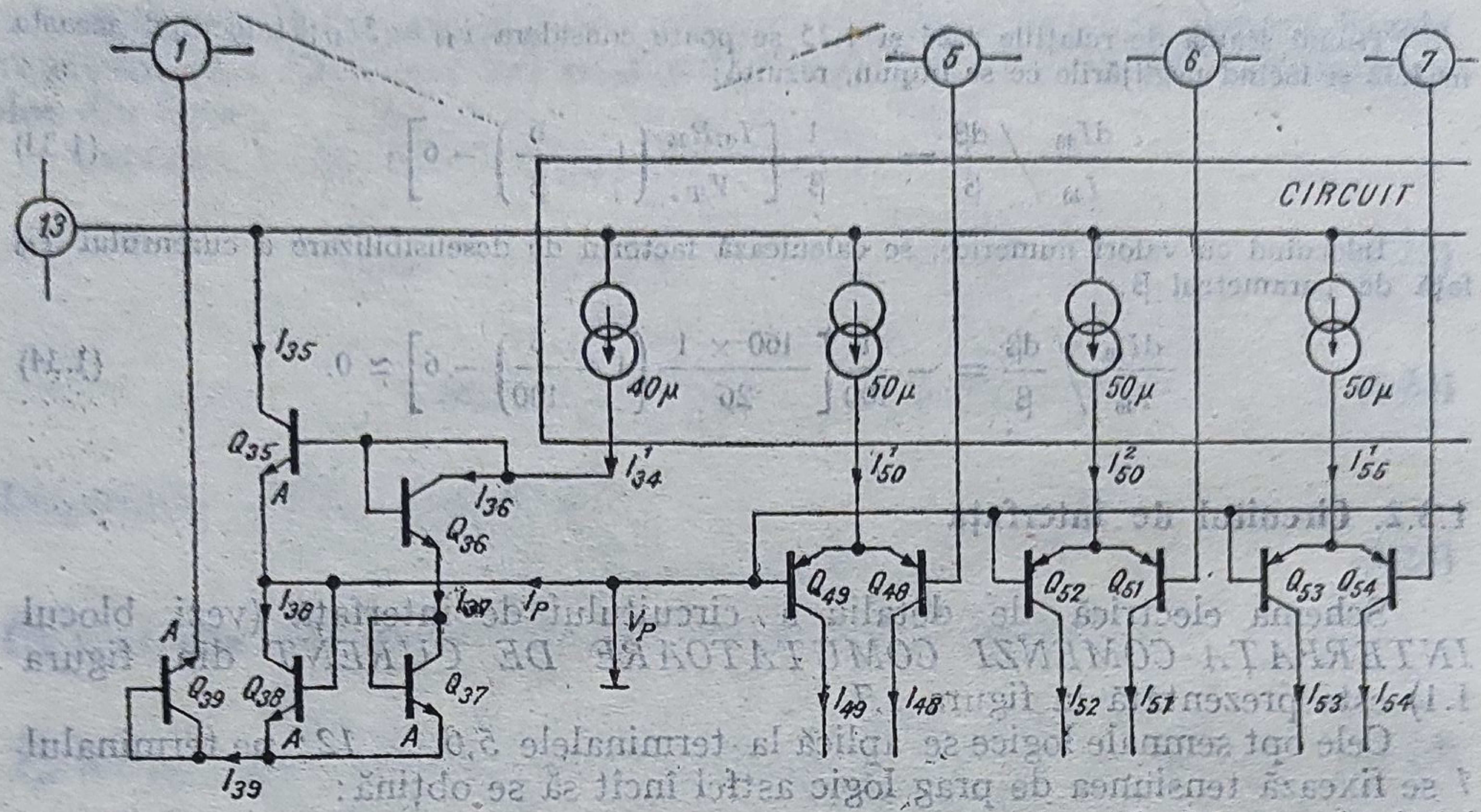


Fig. 1.7. Schema circuitului

Valabilitatea acestei afirmații se poate verifica prin calcul direct. De exemplu, pentru etajul $Q_{49} - Q_{48}$ se poate scrie:

$$V_5 - V_P = V_{EB49} - V_{EB48},$$

$$I_{49} + I_{48} = I^1_{50} \tag{1.40}$$

$$V_T \ln \frac{I_{49}}{I_{48}} = V_{EB49} - V_{EB48}$$

Din relațiile 1.40 se obține:

$$I_{48} = \frac{I^1_{50}}{1 + \exp[(V_5 - V_P)/V_T]}, \tag{1.41}$$

$$I_{49} = \frac{I^1_{50} \exp[(V_5 - V_P)/V_T]}{1 + \exp[(V_5 - V_P)/V_T]}. \tag{1.42}$$

Pentru $V_5 = 1$, cu relația 1,35 vom avea:

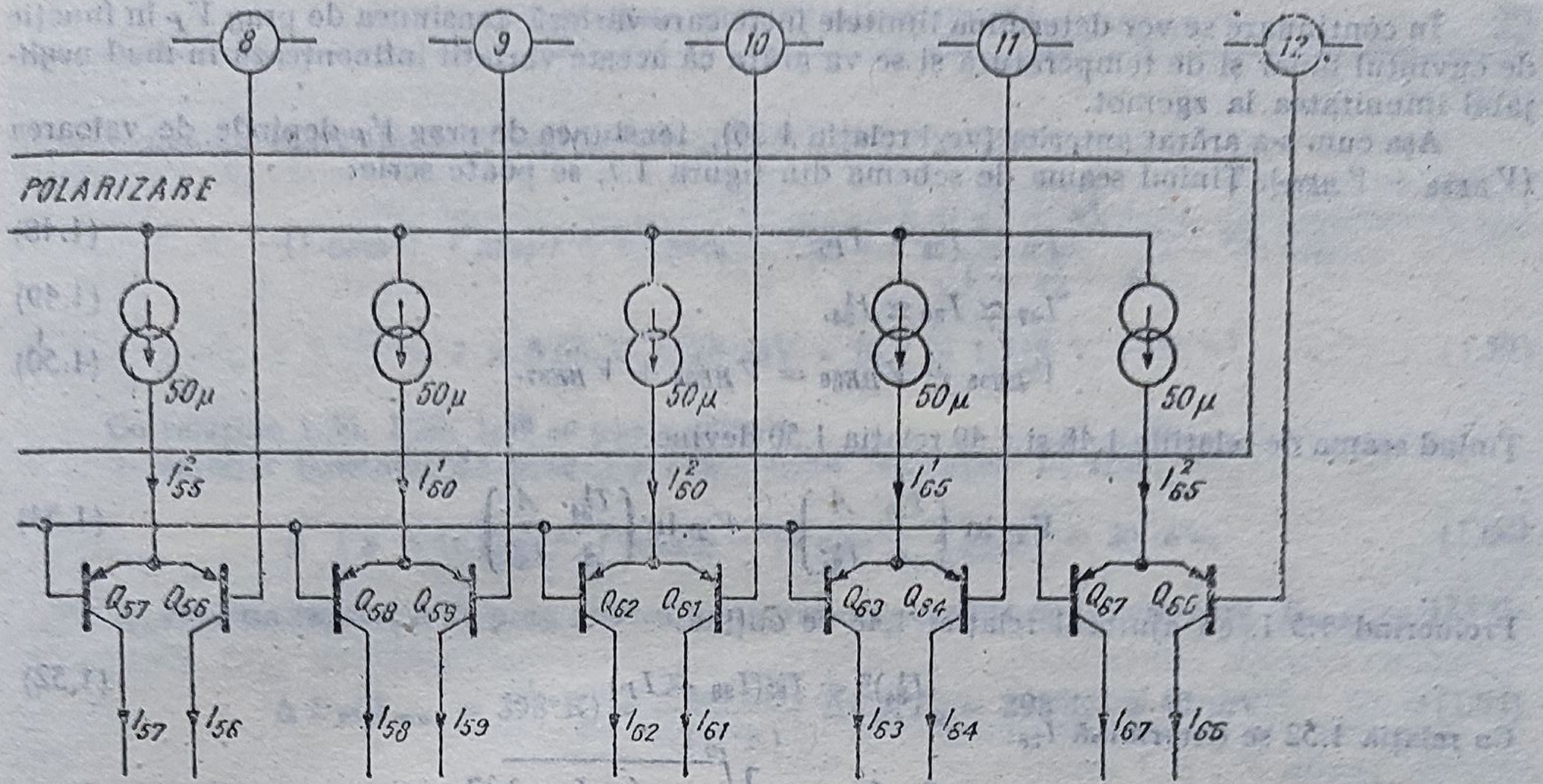
$$V_5 - V_P \geqslant (V_{H\,min} - V_{L\,max})/2 \tag{1.43}$$

Dacă $V_5 = 0$, se va obține:

$$V_5 - V_P \leqslant (V_{L\,max} - V_{H\,min})/2 \tag{1.44}$$

Ținînd seama de relațiile 1,41, 1,42, 1,43 și 1,44 se obține pentru

$$V_5 = 1,\ I_{49H} \geqslant I_H \text{ și } I_{48H} \leqslant I_L$$
$$V_5 = 0,\ I_{49L} \leqslant I_L \text{ și } I_{48L} \geqslant I_H \tag{1.45}$$



de interfaţă

unde

$$I_L = \frac{I_{50}^1}{1 + \exp[(V_{H\,\min} - V_{L\,\max})/2V_T]}$$

şi (1.46)

$$I_H = \frac{I_{50}^1 \exp[(V_{H\,\min} - V_{L\,\max})/2V_T]}{1 + \exp[(V_{H\,\min} - V_{L\,\max})/2V_T]}$$

În cazul nivelelor logice TTL, $V_{L\,\max} = 0{,}8$ V şi $V_{H\,\min} = 2$V, cu relaţiile 1.20, 1.45 şi 1.46 rezultă pentru $T = 27°$C:

$$I_H = I_{50}^1(1 - 10^{-10}) \simeq I_{50}^1 = 80\ \mu\text{A},\ I_L = I_{50}^1 \times 10^{-10} \simeq 0.$$

În concluzie:

$$\text{pentru } V_5 = 1,\ I_{49H} = 80\ \mu\text{A şi } I_{48H} = 0;$$

$$\text{pentru } V_5 = 0,\ I_{49L} = 0 \text{ şi } I_{48L} = 80\ \mu\text{A}.$$

Imunitatea la zgomot a celor opt intrări logice (terminalele *5, 6, ..., 12*) este dată de

$$V_N = (V_{H\,\min} - V_{L\,\max})/2 \qquad (1.47)$$

deoarece tensiunea de prag V_P este fixată prin intermediul tensiunii pe terminalul *1* (V_1) la jumătatea distanţei între pragurile logice ($V_{H\,\min}$ şi $V_{L\,\max}$) conform relaţiei 1.35.

În cazul nivelelor TTL se obţine

$$V_{N,\,TTL} = (2 - 0{,}8)/2\ \text{V} = 0{,}6\ \text{V}.$$

În continuare se vor determina limitele între care variază tensiunea de prag V_P în funcţie de cuvîntul binar şi de temperatură şi se va arăta că aceste variaţii influenţează în mod neglijabil imunitatea la zgomot.

Aşa cum s-a arătat anterior (vezi relaţia 1.36), tensiunea de prag V_P depinde de valoarea $(V_{BE38} + V_{BE39})$. Ţinînd seama de schema din figura 1.7, se poate scrie:

$$I_{38} = I_{35} + I_P, \tag{1.48}$$

$$I_{37} \simeq I_{36} \simeq I_{34}^1, \tag{1.49}$$

$$V_{BE35} + V_{BE38} = V_{BE36} + V_{BE37}. \tag{1.50}$$

Ţinînd seama de relaţiile 1.48 şi 1.49 relaţia 1.50 devine:

$$V_T \ln\left(\frac{I_{35}}{A}\frac{A}{I_{34}^1}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{34}^1}{A}\frac{A}{I_{38}}\right) \tag{1.51}$$

Prelucrînd 1.5 1, cu ajutorul relaţiei 1.48 se obţine:

$$(I_{34}^1)^2 = I_{38}(I_{38} - I_P) \tag{1.52}$$

Cu relaţia 1.52 se determină I_{38}:

$$I_{38} = I_{34}^1\left[\frac{I_P}{2\,I_{34}^1} + \sqrt{1 + \left(\frac{I_P}{2\,I_{34}^1}\right)^2}\right]. \tag{1.53}$$

De asemenea există relaţiile:

$$I_{39} = I_{38} + I_{37}, \tag{1.54}$$

$$V_{BE38} + V_{BE39} - 2V_{BE36} = V_{BE39} - V_{BE35}. \tag{1.55}$$

Prelucrînd relaţia 1.55 şi ţinînd seama de 1.54, 1.49, 1.48 şi 1.53 se obţine:

$$V_{BE38} + V_{BE39} = 2\,V_{BE36} + V_T \ln\frac{1 + \sqrt{1 + x^2} + x}{\sqrt{1 + x^2} - x},$$

unde s-a notat

$$x = \frac{I_P}{2I_{34}^1}. \tag{1.56}$$

Valoarea curentului I_P depinde de starea celor opt etaje diferenţiale (vezi figura 1.7), astfel încît atunci cînd cele opt intrări logice sînt la nivel 1 logic avem $I_{PH} = 8\,I_B$ iar cînd intrările sînt la nivel 0 logic avem $I_{PL} \simeq 0$; I_B este curentul de bază pentru tranzistoarele din ramura stîngă a celor opt etaje diferenţiale, cînd curentul generatorului din emitor este comutat pe această ramură. Cu relaţia 1.20, ţinînd seama de cele de mai sus se obţine:

$$I_B = \frac{I_{50}^1}{\beta_L} = \frac{80\ \mu A}{10} = 8\ \mu A,$$

$$0 = I_{PL} \leqslant I_P \leqslant I_{PH} = 8I_B = 64\ \mu A \tag{1.57}$$

Cu ajutorul relaţiilor 1.20, 1.56 şi 1.57 se determină intervalul de variaţie a sumei $(V_{BE38} + V_{BE39})$ atunci cînd curentul I_P variază între valorile extreme:

— pentru toate intrările logice în starea 1 logic vom avea:

$$(V_{BE38} + V_{BE39})_H = 2\,V_{BE36} + V_T \ln\frac{1 + \sqrt{1 + x_H^2} + x_H}{\sqrt{1 + x_H^2} - x_H} =$$

$$= 2 \times 0{,}65\ V + 26\ mV \ln\frac{1 + \sqrt{1 + (0{,}8)^2} + 0{,}8}{\sqrt{1 + (0{,}8)^2} - 0{,}8} = 1{,}348\ V; \tag{1.58}$$

— pentru toate intrările logice în starea 0 logic se obține:

$$(V_{BE38} + V_{BE39})_L = 2V_{BE38} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x_L^2} + x_L}{\sqrt{1 + x_L^2} - x_L} =$$

$$= 2 \times 0{,}66 \text{ V} + 26 \text{ mV} \times \ln 2 = 1{,}318 \text{ V}, \tag{1.59}$$

Cu relațiile 1.36, 1,58, 1.59 se poate estima:

— variația tensiunii de prag V_P considerînd tensiunea V_1 fixă:

$$\Delta V_P = (V_{BE38} + V_{BE39})_H - (V_{BE38} + V_{BE39})_L = 30 \text{ mV}; \tag{1.60}$$

— variația tensiunii de prag pentru temperatura maximă de funcționare $T_{max} = 125°C$:

$$\Delta V_P(T_{max} = 398°K) = \frac{T_{max}(°K)}{T_0(°K)} \Delta V_P(T_0 = 298°K) = 40 \text{ mV}. \tag{1.61}$$

Relațiile 1.60 și 1.61 arată că imunitatea la zgomot (vezi relația 1.47) este practic neinfluențată de variația tensiunii V_P. Astfel pentru cazul logicii *TTL* se obține cu relațiile 1.60, 1.61 și 1.36 pentru $V_1 = 0$:

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P}\right)_{T=25°C} = \frac{30\text{mV}}{1{,}3} = 2{,}3\ \% \tag{1.62}$$

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P}\right)_{T=125°C} = \frac{40 \text{ mV}}{1{,}3 \text{ V}} = 3{,}1\%. \tag{1.63}$$

Curentul generat în exterior din terminalul *1* este I_{39}; ținînd seama de relațiile 1.53, 1.54, 1.57 și 1.49 se obține:

$$I_{34}^1(1 + x_L + \sqrt{1 + x_L^2}) \leqslant I_{39} \leqslant I_{34}^1(1 + x_H + \sqrt{1 + x_H^2})$$

adică

$$80\ \mu\text{A} \leqslant I_{39} \leqslant 120\ \mu\text{A} \tag{1.64}$$

Deci circuitul exterior trebuie să fie capabil să absoarbă 120 μA din terminalul *1*.

1.3.3. Circuitul de comutare curenți

Schema electrică de detaliu a circuitului de comutare curenți (vezi blocul *COMUTATOARE CURENȚI* din figura 1.1) este dată în figura 1.8. Există opt etaje diferențiale ce realizează comutarea curenților din emitoarele comune ale fiecărui etaj diferențial pe ramura din stînga sau din dreapta în funcție de comanda în curent primită. Curenții de comandă dezechilibrează prin tensiunea determinată pe rezistențele din baze etajelor diferențiale, determinînd trecerea curenților generați de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* pe calea curentului de ieșire I_0 (ieșirea directă) sau $\bar{I}_0$ (ieșirea complementară).

În cazul etajului diferenţial Q_{68}, Q_{69} corespunzător intrării *MSB* (*most significant bit — bitul cel mai semnificativ*) — terminalul *5*, abaterea curentului din ramura stîngă sau dreaptă faţă de curentul din emitoare se determină ţinînd seama de relaţiile 1.46:

— pentru $V_5 = 1$ se poate scrie (vezi figura 1.8):

$$I_{68} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \quad \text{unde} \quad \Delta V = I_{49H} R_{28} = 0{,}312 \text{ V} \tag{1.65}$$

— pentru $V_5 = 0$ se obţine:

$$I_{69} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)}, \quad \text{unde} \quad \Delta V = I_{48L} R_{27} = 0{,}312 \text{ V} \tag{1.66}$$

Relaţii de aceeaşi formă cu 1.65 şi 1.66 se obţin şi pentru curenţii celorlalte etaje diferenţiale cu excepţia ultimului etaj diferenţial Q_{82}, Q_{83} corespunzător intrării *LSB* (*least significant bit — bitul cel mai puţin semnificativ*) — terminalul *12*.

În acest caz ţinînd seama de relaţiile 1.46 şi figura 1.8 obţinem

— pentru $V_{12} = 1$ avem

$$I_{84} = I_{82} = I_{REF}/256$$

şi

$$I_{82} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \tag{1.67}$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{67H} - I_{REF}/256) R_{42} \tag{1.68}$$

iar (vezi § 1.3.2)

$$I_{67H} = I_{55}^2 = 80 \text{ µA}.$$

— pentru $V_{12} = 0$ avem

$$I_{85} = I_{83} = I_{REF}/256$$

şi

$$I_{83} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \tag{1.69}$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{66L} - I_{REF}/256) R_{41} \tag{1.70}$$

iar (vezi § 1.3.2)

$$I_{66L} = I_{75}^2 = 80 \text{ µA}.$$

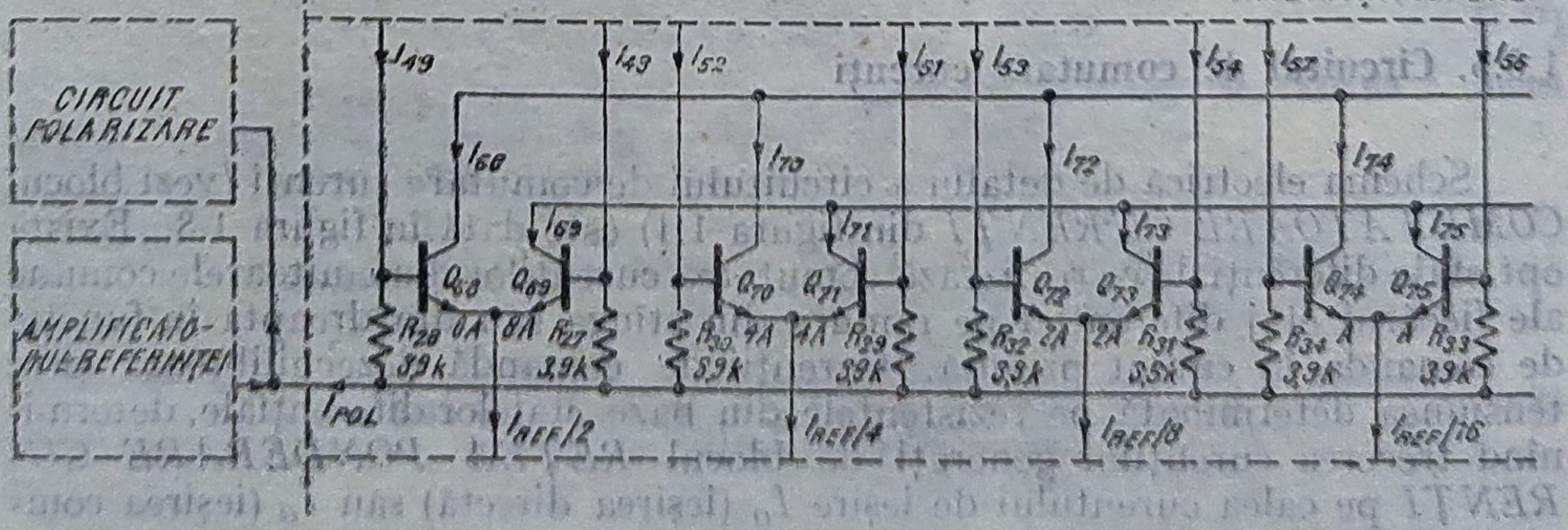


Fig. 1.8. Schema electrică a

Ţinînd seama de rezultatele obţinute în relaţiile 1.65, ..., 1.68 se poate calcula eroarea convertorului pentru curenţii din ieşirea I_o (sau $\bar{I}_o$), datorită *neidealităţii comutatoarelor de curent*:

$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \frac{1}{1 + \exp(\Delta V/V_T)}\left[1 + \frac{1}{256}\left(\frac{1 + \exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} - 1\right)\right] \quad (1.71)$$

unde (vezi § 1.2)

$$I_T = I_{REF}/2 + I_{REF}/4 + ... + I_{REF}/256 \cong \frac{255}{256} I_{REF}$$

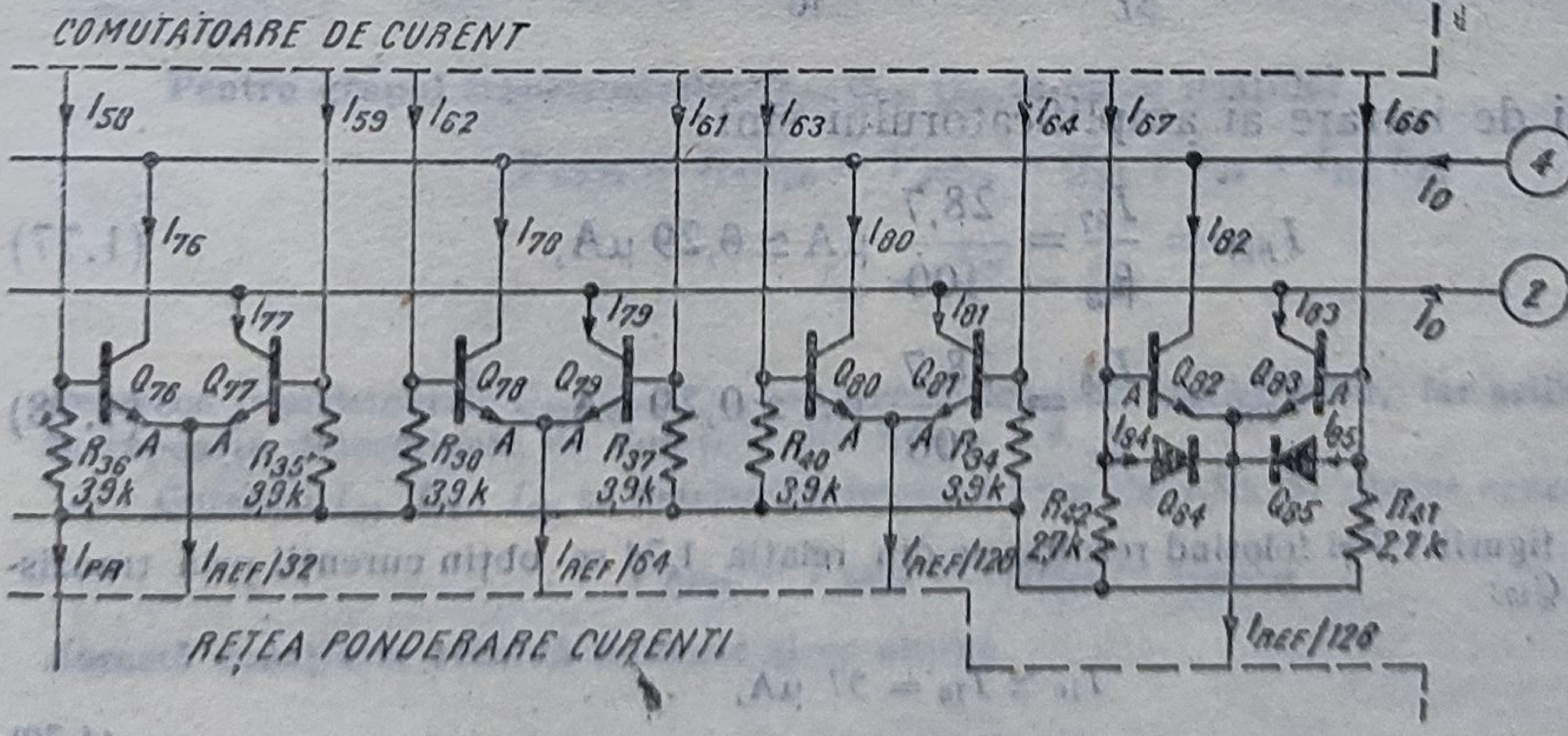
Neglijînd unitatea faţă de exponenţială în (1.71) şi aproximînd paranteza mare cu valoarea unu (se consideră pentru I_{REF} valoarea nominală de 2 mA, vezi § 1.4.2) se obţine:

$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \exp\left(-\frac{\Delta V}{V_T}\right) \quad (1.72)$$

Înlocuind valorile numerice în 1.72 se calculează eroarea introdusă de comutatoarele de curent:

eroarea	$T = 298$ K (25°C)	$T = 398$ K (125°C)
$\frac{I_T - I_{OUT}}{I_T}$	6×10^{-6}	125×10^{-6}

Deoarece precizia convertorului de 8 biţi are valoare maximă de 0,1% (vezi § 1.4.2), se observă din tabelul precedent că neidealitatea comutatoarelor de curent nu introduce practic nici o eroare la ieşirea de curent I_o (sau $\bar{I}_o$) a convertorului.



comutatoarelor de curenţi

Pentru curentul I_{POL} generat către blocul *AMP REF* din figura 1.8 se determină valoarea ţinînd seama de curenţii generaţi de blocul *INTERFAŢĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Astfel conform cu relaţiile 1.46 se obţine că valoarea curentului I_{POL} nu depinde de starea semnalelor logice pe cele opt intrări. Din figurile 1.7 şi 1.8 se obţine:

$$I_{POL} = I_{50}^{1} + I_{50}^{2} + I_{55}^{1} + I_{55}^{2} + I_{60}^{1} + I_{65}^{1} + I_{65}^{2} - I_{PR} - \frac{I_{REF}}{256}.$$

În relaţia precedentă valoarea curentului I_{PR} este neglijabilă (vezi relaţia 1.116) iar în cazul $I_{REF} = 2$ mA se obţine:

$$I_{POL} = 8 \times 80\ \mu A - 8\ \mu A = 632\ \mu A. \tag{1.73}$$

1.3.4. Amplificatorul pentru curentul de referinţă

Schema electrică a amplificatorului este dată în figura 1.9 (vezi blocul *AMP REF* din schema bloc (figura 1.1). Se observă că amplificatorul operaţional are intrare diferenţială şi ieşire în curent, avînd o reacţie negativă internă închisă prin intrarea neinversoare.

Pentru *a caracteriza funcţionarea în curent continuu* a amplificatorului se ţine seama de legătura acestuia cu celelalte blocuri componente ale circuitului integrat (vezi figura 1.9 şi figura 1.3).

Astfel curenţii etajului de intrare sînt generaţi de *CIRCUITUL DE POLARIZARE* (vezi § 1.3.1) şi se obţin conform figurii 1.9 folosind rezultatele din relaţia 1.13:

$$I_{14} = I_{15} = \frac{I_{31}^{2}}{2} = 57\ \mu A, \tag{1.74}$$

$$I_{86} = I_{31}^{2} + \frac{I_{14}}{\beta_L} = 23\ \mu A + \frac{57}{10}\ \mu A = 28{,}7\ \mu A, \tag{1.75}$$

$$I_{87} = I_{31}^{1} + \frac{I_{15}}{\beta_L} = 23\ \mu A + \frac{57}{10}\ \mu A = 28{,}7\ \mu A. \tag{1.76}$$

Curenţii de intrare ai amplificatorului sînt:

$$I_{B87} = \frac{I_{87}}{\beta_S} = \frac{28{,}7}{100}\ \mu A \simeq 0{,}29\ \mu A, \tag{1.77}$$

$$I_{B86} = \frac{I_{86}}{\beta_S} = \frac{28{,}7}{100}\ \mu A \simeq 0{,}29\ \mu A. \tag{1.78}$$

Conform figurii 1.9 şi folosind rezultatele din relaţia 1.74 se obţin curenţii prin tranzistoarele Q_{16} şi Q_{17}:

$$I_{16} \simeq I_{15} = 57\ \mu A,$$
$$I_{17} \simeq I_{14} = 57\ \mu A. \tag{1.79}$$

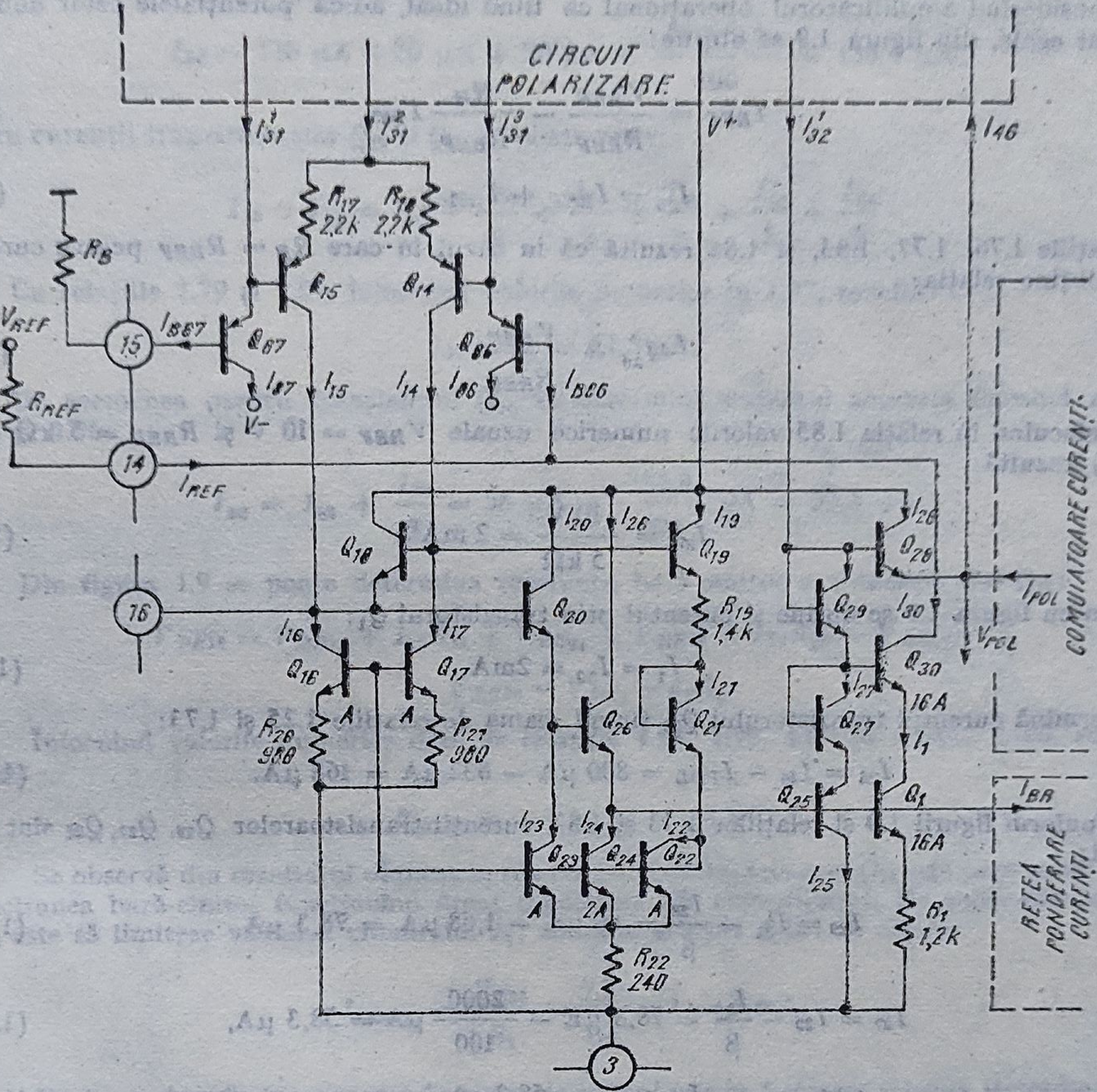


Fig. 1.9. Schema electrică a amplificatorului pentru curentul de referință.

Pentru grupul tranzistoarelor Q_{23}, Q_{24}, Q_{22} se obțin relațiile:

$$V_{BE16} + I_{16}R_{26} = V_{BE23} + (I_{23} + I_{24} + I_{22})\,R_{22} \tag{1.80}$$

$$I_{23} = \frac{I_{24}}{2} = I_{22},$$

deoarece tranzistoarele Q_{23}, Q_{24}, Q_{22} au aceeași tensiune bază-emitor, iar ariile de emitor sînt în rapoarte determinate de notațiile din figura 1.9.

Curenții I_{23}, I_{24}, I_{22} se determină folosind relațiile 1.80. Se obține ecuația:

$$V_{BE23} - V_{BE16} = I_{16}R_{26} - 4I_{23}R_{22} \tag{1.81}$$

Această ecuație se rezolvă numeric și se obține

$$I_{22} = I_{23} \simeq 58\ \mu A,$$
$$I_{24} = 2I_{23} \simeq 116\ \mu A. \tag{1.82}$$

Considerînd amplificatorul operațional ca fiind ideal, adică potențialele celor două intrări sînt egale, din figura 1.9 se obține:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} - \frac{R_B}{R_{REF}} I_{B37}, \tag{1.83}$$

$$I_{30} = I_{REF} + I_{B36}. \tag{1.84}$$

Din relațiile 1.76, 1.77, 1.83, și 1.84 rezultă că în cazul în care $R_B = R_{REF}$ pentru curentul I_{30} se obține relația:

$$I_{30} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \tag{1.85}$$

Înlocuind în relația 1.85 valorile numerice uzuale $V_{REF} = 10$ V și $R_{REF} = 5$ kΩ (vezi § 1.4.2) rezultă:

$$I_{30} = \frac{10\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} = 2\ \text{mA} \tag{1.86}$$

conform cu figura 1.9 se obține și curentul prin tranzistorul Q_1:

$$I_1 = I_{30} = 2\text{mA}. \tag{1.87}$$

Se determină curentul tranzistorului Q_{28} ținînd seama de relațiile 1.25 și 1.73:

$$I_{28} = I_{46} - I_{POL} = 800\ \mu\text{A} - 632\ \mu\text{A} = 168\ \mu\text{A}. \tag{1.88}$$

Conform figurii 1.9 și relațiilor 1.13 și 1.87, curenții tranzistoarelor Q_{29}, Q_{27}, Q_{25} sînt următorii:

$$I_{29} = I_{32}^1 - \frac{I_{28}}{\beta} = 80\ \mu\text{A} - 1{,}68\ \mu\text{A} = 78{,}3\ \mu\text{A}, \tag{1.89}$$

$$I_{27} = I_{29} - \frac{I_{30}}{\beta} = 78{,}3\ \mu\text{E} - \frac{2000}{100}\ \mu\text{A} = 58{,}3\ \mu\text{A}, \tag{1.90}$$

$$I_{25} \simeq I_{27} = 58{,}3\ \mu\text{A}. \tag{1.91}$$

Se poate determina tensiunea de polarizare a etajelor diferențiale din blocul *COMUTATOARE CURENȚI* (V_{POL}), la ieșirea repetorului de tensiune realizat cu tranzistorul Q_{28}:

$$V_{POL} = V_{BE29} + V_{BE27} + V_{EB25} + V_{BE1} + R_1 I_1 - V_{BE28} \tag{1.92}$$

Considerînd pentru tranzistorul *pnp* valoarea de 0,7 V a tensiunii emitor-bază, cu relațiile 1.87 și 1.92 se calculează tensiunea V_{POL}:

$$V_{POL} = 0{,}65\ \text{V} + 0{,}65\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} + 0{,}65\ \text{V} + 1{,}2\ \text{k}\Omega 2\text{mA} - 0{,}65\ \text{V} = 4{,}4\ \text{V}. \tag{1.93}$$

Pentru tranzistorul Q_{26} se poate scrie relația:

$$I_{26} = I_{24} + \frac{I_1}{\beta} + I_{BR} - \frac{I_{25}}{\beta_S}. \tag{1.94}$$

În relația 1.94, curentul I_{BR} este suma curenților de bază absorbiți de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI*. Ținînd seama de cele prezentate în secțiunea 1.2 și relațiile 1.85, 1.86, 1.87, 1,91 se obține:

$$I_{BR} = \frac{I_{REF}}{\beta} = \frac{I_1}{\beta} = \frac{2\ \text{mA}}{100} = 20\ \mu\text{A} \tag{1.95}$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.82, 1.87, 1.91, 1.95 în relația 1.94 se obține:

$$I_{26} = 116\ \mu A + 20\ \mu A + 20\ \mu A - \frac{58{,}3\ \mu A}{100} = 155{,}4\ \mu A. \tag{1.96}$$

Pentru curenții tranzistoarelor Q_{19} și Q_{21} se poate scrie:

$$I_{19} \simeq I_{21} = I_{22} + \frac{I_{16}}{\beta} + \frac{I_{17}}{\beta} + \frac{I_{23}}{\beta} + \frac{I_{22}}{\beta} + \frac{I_{24}}{\beta}. \tag{1.97}$$

Cu relațiile 1.79 și 1.82, înlocuind valorile numerice în 1.97, rezultă:

$$I_{19} \simeq I_{21} = 61{,}5\ \mu A. \tag{1.98}$$

De asemenea pentru tranzistorul Q_{20} se determină curentul acestuia folosind relațiile 1.82 și 1.96:

$$I_{20} = I_{23} + \frac{I_{26}}{\beta} = 58\ \mu A + \frac{155{,}4}{100}\ \mu A = 59{,}5\ \mu A. \tag{1.99}$$

Din figura 1.9 se poate determina tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{18}:

$$V_{BE18} = V_{BE19} + I_{19}R_{19} + V_{BE21} + V_{BE16} + I_{16}R_{20} - V_{BE20} - \\ - V_{BE26} - V_{BE1} - I_1R_1. \tag{1.100}$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.98, 1.79, 1.87 în relația 1.100, se calculează:

$$V_{BE18} \approx - I_1R_1 = -2{,}4\ V \tag{1.101}$$

Se observă din rezultatul obținut în relația 1.101 că tranzistorul Q_{18} este permanent blocat, joncțiunea bază-emitor funcționînd drept capacitate (de compensare). De asemenea rolul lui Q_{18} este să limiteze valoarea curentului I_1; conform relației 1.101 se obține:

$$I_{1\,max} = \frac{V_{Z18}}{R_1} = \frac{7{,}2}{1{,}2}\ mA = 6\ mA. \tag{1.102}$$

Pentru a descrie *funcționarea în regim de semnal mic* se folosește schema simplificată din figura 1.10. Pentru etajul de intrare se poate scrie relația:

$$v_{REF} = (v_{EB87} - v_{EB86}) + (v_{EB15} - v_{EB14}) + R_{17}i_{15} - R_{18}i_{14} + R_{REF}i_{REF} + i_{B87}R_{REF} \tag{1.103}$$

În condiția de semnal mic se poate scrie:

$$\begin{aligned} v_{EB87} - v_{EB86} &= (i_{87} - i_{86})/g_{m1}, \text{ unde } g_{m1} = \frac{I_{87}}{V_T} \\ v_{EB15} - v_{EB14} &= (i_{15} - i_{14})/g_{m2}, \text{ unde } g_{m2} = \frac{I_{15}}{V_T}. \end{aligned} \tag{1.104}$$

Pentru relațiile 1.104 se calculează g_{m1} și g_{m2} folosind relațiile, 1.76 și 1.79:

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \frac{I_{87}}{V_T} = \frac{28{,}7}{26}\ mA/V = 1{,}1\ mA/V, \\ g_{m2} &= \frac{I_{15}}{V_T} = \frac{57}{26}\ mA/V = 2{,}2\ mA/V. \end{aligned} \tag{1.105}$$

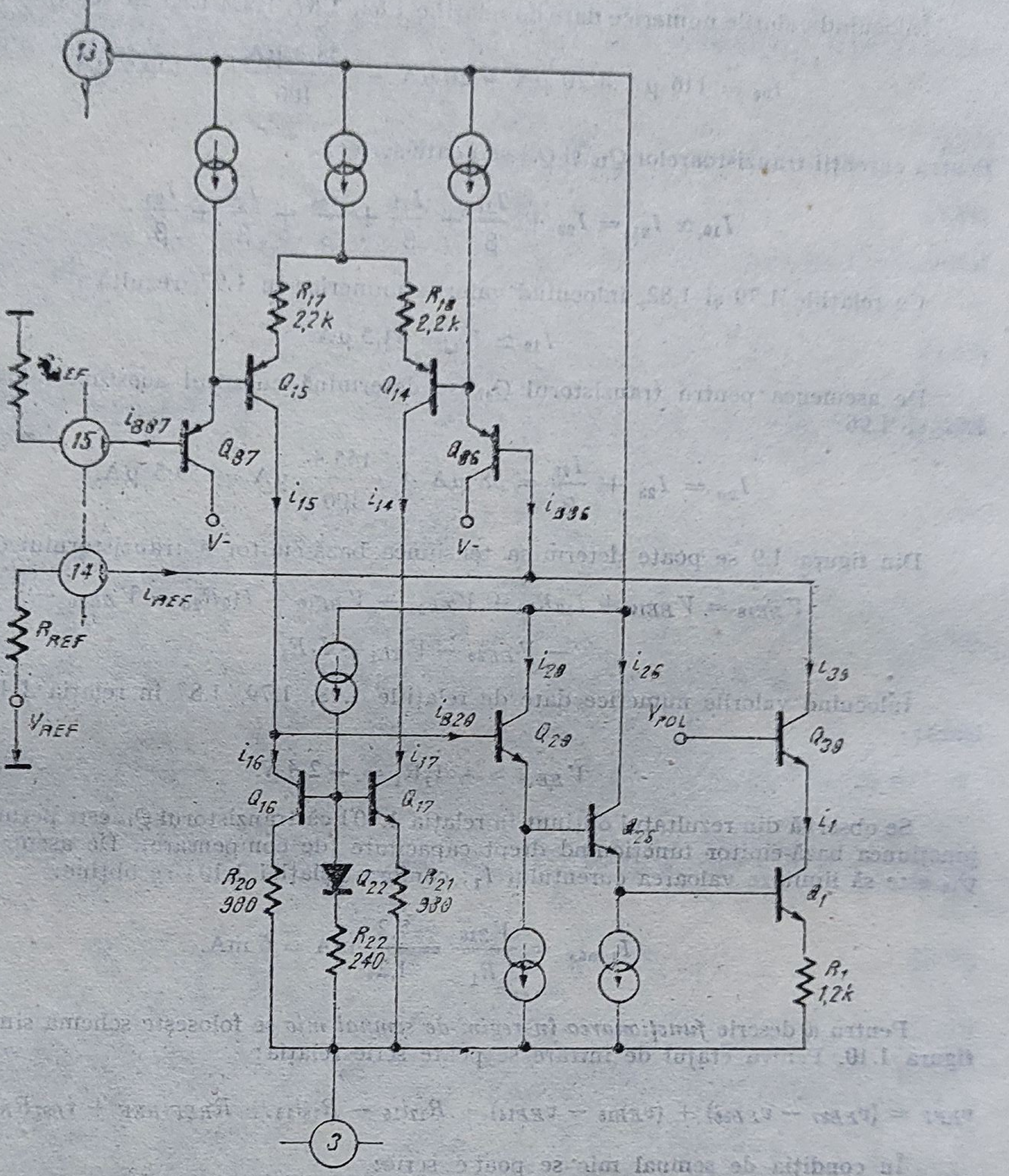


Fig. 1.10. Schema electrică simplificată pentru calculul cîștigului la semnal mic al circuitului din figura 1.9.

Dar în regim dinamic avem:

$$i_{15} + i_{14} = 0, \tag{1.106}$$

$$i_{15} = \beta_L i_{87} = \beta_L \beta_S i_{B87},$$
$$i_{14} = \beta_L i_{86} = \beta_L \beta_S i_{B86}. \tag{1.107}$$

Prelucrînd relația 1.103 cu ajutorul relațiilor 1.104, 1.106 și 1.107 se obține:

$$v_{REF} = \frac{2i_{15}}{\beta_L g_{m1}} + \frac{2i_{15}}{g_{m3}} + 2R_{17}i_{15} + \frac{i_{15}}{\beta_L \beta_S} R_{REF} + R_{REF} i_{REF} \tag{1.108}$$

De asemenea există relația:

$$i_{30} = i_{B56} + i_{REF} \quad (1.109)$$

cu relațiile 1.107, 1.108 și 1.109 rezultă:

$$v_{REF} = R_{REF} i_{30} + 2 i_{15} \left(\frac{1}{\beta_L g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{17} + \frac{R_{REF}}{\beta_L \beta_S} \right). \quad (1.110)$$

Datorită oglinzii de curent formată cu tranzistoarele $Q_{16} - Q_{17}$ (vezi figura 1.10) se obține:

$$i_{16} = i_{17} = i_{14}$$
$$i_{B20} = i_{15} - i_{16} \quad (1.111)$$

Cu ajutorul relațiilor 1.106 și 1.111, conform figurii 1.10 rezultă:

$$i_{30} = i_1 = \beta_1 \beta_{26} \beta_{20} \times 2 i_{15} = 2\beta^3 i_{15}, \quad (1.112)$$

dacă se consideră același factor de amplificare β pentru tranzistoarele Q_1, Q_{26} și Q_{20}.

Din relațiile 1.112 și 1.110 se obține:

$$v_{REF} = i_{30} \left[R_{REF} \left(1 + \frac{1}{\beta^3 \beta_L \beta_S} \right) + \frac{1}{\beta^3} \left(\frac{1}{\beta_L g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{17} \right) \right] \quad (1.113)$$

Făcînd aproximările ce se impun și folosind relațiile 1.105, relația 1.113 devine:

$$v_{REF} = i_{30}(R_{REF} + r_0), \text{ unde } r_0 = 2{,}75 \cdot 10^{-6}\ \text{k}\Omega. \quad (1.114)$$

Se observă că există o limită inferioară a rezistenței R_{REF}, pentru a obține curentul i_{30} practic independent de valoarea amplificării în buclă închisă, reflectată în relația 1.114 prin rezistența r_0. Astfel se poate scrie:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ dacă } R_{REF} \gg r_0$$

Pentru obținerea curentului i_{30} cu o precizie de 10^{-4}, din relația 1.114 se obține:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ pentru } R_{REF} \geq 10^4 r_0 = 27{,}5\ \Omega \quad (1.115)$$

Astfel, pentru o funcționare corectă a blocului de intrare *AMP REF* se poate considera pentru rezistența R_{REF} limita inferioară de 27,5 Ω dată de relația 1.115.

1.3.5. Circuitul rețelei de ponderare curenți

Schema electrică a circuitului de ponderare este prezentată în figura 1.11 (vezi blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* din schema bloc, figura 1.1). Pentru grupul tranzistoarelor $Q_7, Q_8, ..., Q_{13}$ există o polarizare prin tensiunea V_{POL}, care diferă de tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_1, $Q_2, ..., Q_6$.

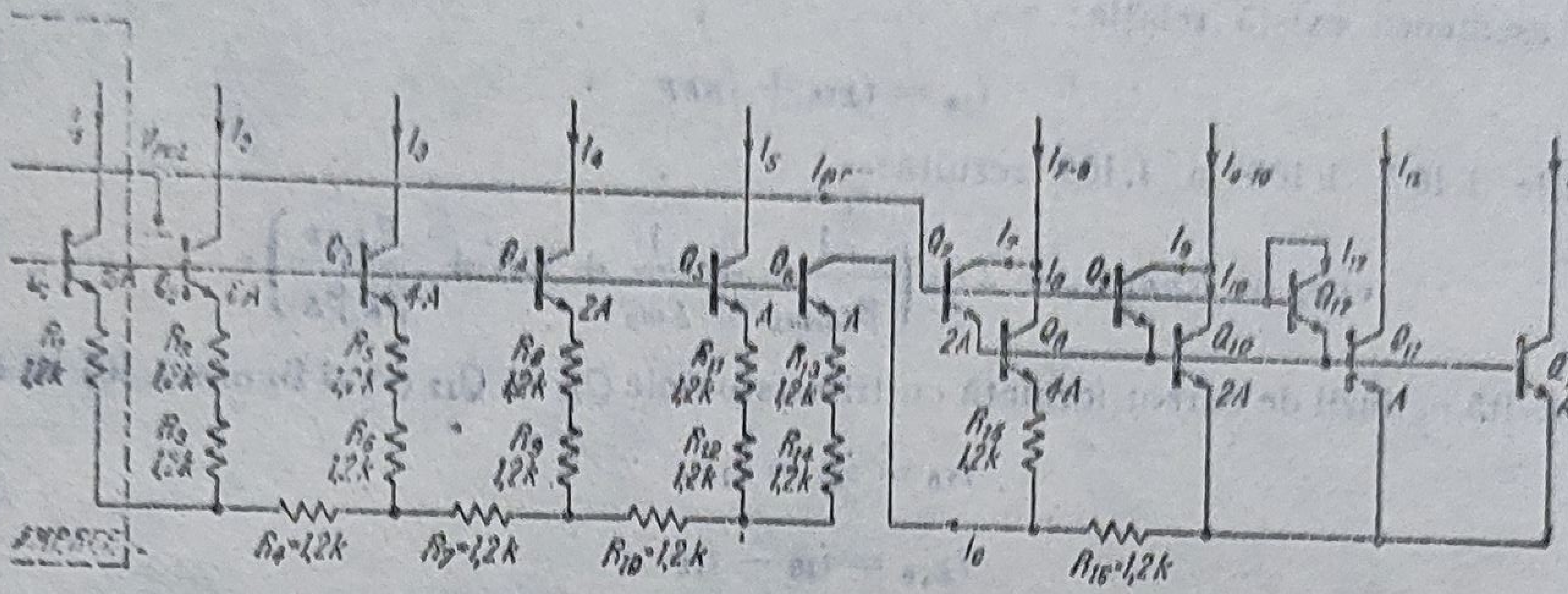


Fig. 1.11. Schema circuitului de ponderare curenți.

Curentul I_{PR} se determină ținînd seama de relațiile 1.123 ... 1.126, conform cu figura 1.11:

$$I_{PR} \simeq \frac{I_{11}+I_{13}}{\beta} + \frac{I_{7-8}}{\beta^2} + \frac{I_{9-10}}{\beta^2} = \frac{I_{REF}}{64} \cdot \frac{1}{\beta}\left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{2}{\beta}\right) \simeq 0{,}32\ \mu\text{A} \quad (1.116)$$

● *Influența valorii finite a cîștigului în curent asupra preciziei convertorului.* Deoarece tranzistoarele Q_7, Q_9, Q_{12} au aceeași tensiune bază-emitor iar ariile de emitor sînt în rapoarte bine determinate există relațiile:

$$I_{12} = I_9 = \frac{I_7}{2} \quad (1.117)$$

$$I_{11} = I_{13} = \frac{I_{10}}{2} \quad (1.118)$$

Se va considera pentru simplificarea relațiilor că toate tranzistoarele din schemă, $Q_1, ..., Q_{13}$ au aceeași valoare a parametrului β.

Se obține:

$$V_{BE8} - V_{BE10} = R_{16}\frac{\beta+1}{\beta}(I_{13} + I_{11} + I_{10}) - R_{15}\frac{\beta+1}{\beta} I_8. \quad (1.119)$$

Ținînd seama de relația 1.118, relația 1.119 devine:

$$V_T \ln\left(\frac{I_8}{I_{10}} \cdot \frac{2A}{4A}\right) = R_{16}\frac{\beta+1}{\beta}(2I_{10} - I_8). \quad (1.120)$$

Ecuația 1.120 are soluția:

$$I_8 = 2I_{10}. \quad (1.121)$$

De asemenea avem relația:

$$\frac{\beta+1}{\beta}(I_7 + I_9 + I_{12}) = \frac{1}{\beta}(I_8 + I_{10} + I_{11} + I_{13}). \quad (1.122)$$

Din relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.122 se obține:

$$I_{10} = (\beta + 1) I_{12}. \quad (1.123)$$

Prelucrînd relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.123 obținem:

$$I_{11} = I_{13},$$

$$I_{9-10} = I_9 + I_{10} = 2I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta + 1}\right), \tag{1.124}$$

$$I_{7-8} = I_7 + I_8 = 4I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta + 1}\right).$$

Conform figurii 1.11 se poate scrie relația:

$$I_6 = \frac{\beta + 1}{\beta} I_8 + \frac{\beta + 1}{\beta}(I_{10} + I_{11} + I_{13}). \tag{1.125}$$

Prelucrînd relația 1.125 cu ajutorul relațiilor 1.117, 1.118, 1.121, 1.123 se obține:

$$I_6 = 8\, I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right). \tag{1.126}$$

Pentru tranzistoarele Q_5 și Q_6 există relația:

$$V_{BE6} - V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_6}{I_5} = 2R_{11}(I_5 - I_6). \tag{1.127}$$

Ecuația 1.127 are soluția evidentă:

$$I_5 = I_6 = 8I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right). \tag{1.128}$$

În continuare se pot scrie relațiile:

$$V_{BE4} - V_{BE5} = V_T \ln\left(\frac{I_4}{I_5}\frac{A}{2A}\right) = 2R_{11}I_5 + R_{10}(I_5 + I_6) - 2R_8I_4. \tag{1.129}$$

$$V_{BE3} - V_{BE4} = V_T \ln\left(\frac{I_3}{I_4}\frac{2A}{4A}\right) = 2R_8I_4 + R_7(I_4 + I_5 + I_6) - 2R_5I_3. \tag{1.130}$$

$$V_{BE2} - V_{BE3} = V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_3}\frac{4A}{3A}\right) = 2R_5I_3 + R_4(I_3 + I_4 + I_5 + I_6) - 2R_2I_2. \tag{1.131}$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\frac{8A}{16A}\right) = 2R_2I_2 - R_1I_1. \tag{1.132}$$

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus, ținînd seama de relația 1.128 conduce la soluțiile:

$$\begin{aligned} I_4 &= 2I_5 = 16I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right), \\ I_3 &= 2I_4 = 32I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right), \\ I_2 &= 2I_3 = 64I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right), \\ I_1 &= 2I_2 = 128I_{13}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right). \end{aligned} \tag{1.133}$$

Din relaţiile 1.124, 1.128, 1.133 se obţine:

$$I_{13} = \frac{I_1}{128}\left(1 - \frac{1}{\beta + 1}\right), \tag{1.134}$$

$$I_{11} = \frac{I_1}{128}\left(1 - \frac{1}{\beta + 1}\right), \tag{1.135}$$

$$I_{9-10} = \frac{I_1}{64}\left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1}\right)^2\right], \tag{1.136}$$

$$I_{7-8} = \frac{I_1}{32}\left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1}\right)^2\right], \tag{1.137}$$

$$I_5 = \frac{I_1}{16}, \tag{1.138}$$

$$I_4 = \frac{I_1}{8}, \tag{1.139}$$

$$I_3 = \frac{I_1}{4}, \tag{1.140}$$

$$I_2 = \frac{I_1}{2}. \tag{1.141}$$

Folosind cele prezentate în *Secţiunea 1.2* şi §§ 1.3.3 şi 1.3.4, conform figurii 1.2 se obţin curenţii corespunzători fiecărei intrări logice B_1, ..., B_8, în funcţie de curentul de referinţă, I_{REF}, ţinînd seama de relaţiile 1.134, 1.135, ..., ..., 1.141:

$$I(B_1 = MSB) = \frac{I_{REF}}{2}, \tag{1.142}$$

$$I(B_2) = \frac{I_{REF}}{4}, \tag{1.143}$$

$$I(B_3) = \frac{I_{REF}}{8}, \tag{1.144}$$

$$I(B_4) = \frac{I_{REF}}{16}, \tag{1.145}$$

$$I(B_5) = \frac{I_{REF}}{32}\left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1}\right)^2\right], \tag{1.146}$$

$$I(B_6) = \frac{I_{REF}}{64}\left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1}\right)^2\right], \tag{1.147}$$

$$I(B_7) = \frac{I_{REF}}{128}\left[1 - \frac{1}{\beta + 1}\right]. \tag{1.148}$$

$$I(B_8 = LSB) = \frac{I_{REF}}{256}\left[1 - \frac{1}{\beta + 1}\right]. \tag{1.149}$$

Relațiile 1.142, ..., 1.149 ne furnizează curenții la ieșire I_0 sau $\bar{I}_0$ în cazul cvasireal, în care împerecherea parametrilor tranzistoarelor și a valorilor rezistențelor din rețeaua R-2R este perfectă în schimb valoarea lui β este finită, aceasta influențînd valorile curenților conform relațiilor indicate.

Astfel, în acest caz, pentru cei mai semnificativi patru biți nu există erori datorate valorii lui β; pentru cei mai puțin semnificativi patru biți erorile se determină în continuare folosind relațiile 1.146, ..., 1.149:

$$\varepsilon_5 = [I_{REF}/32 - I(B_5)]/I_{REF} = \frac{1}{32}\left(\frac{1}{\beta+1}\right)^2 =$$

$$= \frac{1}{32}\left(\frac{1}{101}\right)^2 \simeq 3 \cdot 10^{-6}, \quad (1.150)$$

$$\varepsilon_6 = [I_{REF}/64 - I(B_6)]/I_{REF} = \frac{1}{64}\left(\frac{1}{\beta+1}\right)^2 =$$

$$= \frac{1}{64}\left(\frac{1}{101}\right)^2 \simeq 1,5 \cdot 10^{-6}, \quad (1.151)$$

$$\varepsilon_7 = [I_{REF}/128 - I(B_7)]/I_{REF} = \frac{1}{128}\,\frac{1}{\beta+1} =$$

$$= \frac{1}{128}\,\frac{1}{101} \simeq 78 \cdot 10^{-6}, \quad (1.152)$$

$$\varepsilon_8 = [I_{REF}/256 - I(B_8)]/I_{REF} = \frac{1}{256}\,\frac{1}{\beta+1} =$$

$$= \frac{1}{256}\,\frac{1}{101} \simeq 39 \cdot 10^{-6}. \quad (1.153)$$

Cumulînd erorile date de relațiile 1.150 ... 1.153 se obține eroarea totală pentru cazul cel mai defavorabil:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_5 + \varepsilon_6 + \varepsilon_7 + \varepsilon_8 = 1,215 \cdot 10^{-4}. \quad (1.154)$$

Trebuie observat că eroarea convertorului de 8 biți β *DAC 08* datorată parametrului β, calculată cu relația 1.154 este mult mai mică decît precizia acestuia în cazul clasei celei mai bune (vezi § 1.4.2):

$$\varepsilon_t = 1,215 \cdot 10^{-4} \ll \frac{1}{4}\,\mathrm{LSB} = 9,5 \cdot 10^{-4}.$$

Astfel eroarea introdusă de valoarea finită a parametrului β poate fi neglijată, iar relațiile 1.142, ..., 1.149 capătă forma ideală:

$$I(B_1) = I_{REF}/2,\ I(B_2) = I_{REF}/4,\ I(B_3) = I_{REF}/8,\ I(B_4) = I_{REF}/16 \quad (1.155)$$

$$I(B_5) = I_{REF}/32,\ I(B_6) = I_{REF}/64,\ I(B_7) = I_{REF}/128,\ I(B_8) = I_{REF}/256.$$

● În continuare se determină *erorile de conversie D/A în cazul în care se neglijează influenţa parametrului β (se presupune o valoare infinită) şi se ţine seama de variaţia celorlalţi parametri ai tranzistoarelor.*

Astfel, ţinînd seama de figura 1.2 şi figura 1.11 se obţin relaţiile:

$$V_T \ln \frac{I_{83}-I_{82}}{I_{82}} - V_T \ln \frac{A_{84}}{A_{82}} - V_T \ln \frac{J_{s84}}{J_{s82}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{80}}{I_{13}} - V_T \ln \frac{A_{11}}{A_{13}} - V_T \ln \frac{J_{s11}}{J_{s13}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{78}}{I_{80}} - V_T \ln \frac{A_{10}}{A_{11}} - V_T \ln \frac{J_{s10}}{J_{s11}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{76}}{I_{78}} - V_T \ln \frac{A_8}{A_{10}} - V_T \ln \frac{J_{s8}}{J_{s10}} + R_{15}I_{76} - R_{16}(I_{78}+I_{80}+I_{13}) = 0,$$

$$I_{76}+I_{78}+I_{80}+I_{13}-I_6 = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{74}}{I_6} - V_T \ln \frac{A_5}{A_6} - V_T \ln \frac{J_{s5}}{J_{s6}} + (R_{11}+R_{12})\,I_{74} - (R_{13}+R_{14})\,I_6 = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{72}}{I_{74}} - V_T \ln \frac{A_4}{A_5} - V_T \ln \frac{J_{s4}}{J_{s5}} + (R_8+R_9)\,I_{72} - R_{10}(I_{74}+I_6) - (R_{11}+R_{12})\,I_{74} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{70}}{I_{72}} - V_T \ln \frac{A_3}{A_4} - V_T \ln \frac{J_{s3}}{J_{s4}} + (R_5+R_6)I_{70} - R_7(I_{74}+I_{72}+I_6) - (R_8+R_9)I_{72} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{68}}{I_{70}} - V_T \ln \frac{A_2}{A_3} - V_T \ln \frac{J_{s2}}{J_{s3}} + (R_2+R_3)I_{68} - R_4(I_{70}+I_{72}+I_{74}+I_6) - (R_5+R_6)I_{70} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_{68}} - V_T \ln \frac{A_1}{A_2} - V_T \ln \frac{J_{s1}}{J_{s2}} + R_1I_{REF} - (R_2+R_3)I_{68} = 0.$$

Se trece la diferenţe finite în ecuaţiile precedente notînd-se

$$\frac{\Delta I_{82}}{I_{82}} = x_8,\quad \frac{\Delta I_{13}}{I_{13}} = x_{13},\quad \frac{\Delta I_{80}}{I_{80}} = x_7,\quad \frac{\Delta I_{78}}{I_{78}} = x_6,\quad \frac{\Delta I_{76}}{I_{76}} = x_5,\quad \frac{\Delta I_{74}}{I_{74}} = x_4,$$

$$\frac{\Delta I_6}{I_6} = x_0,\quad \frac{\Delta I_{72}}{I_{72}} = x_3,\quad \frac{\Delta I_{70}}{I_{70}} = x_2,\quad \frac{\Delta I_{68}}{I_{68}} = x_1,\quad \Delta\left(\frac{A_x}{A_y}\right)\Big/\left(\frac{A_x}{A_y}\right) = x_A,$$

$$\frac{\Delta(R_x - R_y)}{R_x} = x_R,\quad \Delta\left(\frac{J_{sx}}{J_{sy}}\right)\Big/\left(\frac{J_{sx}}{J_{sy}}\right) = x_s.$$

De asemenea se folosesc relaţiile:

$$I_{82} = I(B8),\quad I_{13} = 2I(B8),\quad I_{80} = I(B7),\quad I_{76} = I(B5),\quad I_{74} = I(B4),\quad I_6 = I(B5),$$

$$I_{72} = I(B3),\quad I_{70} = I(B2),\quad I_{68} = I(B1).$$

Prelucrînd ecuațiile anterioare se obține:

$$2x_{13} - 2x_8 = x_A + x_s,$$

$$x_7 - x_{13} = x_A + x_s,$$

$$x_6 - x_7 = x_A + x_s,$$

$$x_5 - x_6 = x_A + x_s + \frac{RI(B_5)}{V_T} x_R + \frac{RI(B_7)}{V_T} (2x_6 + x_7 + x_{13} - 4x_5),$$

$$x_5 I(B_5) + x_6 I(B_6) + x_{13} I(B_7) + x_7 I(B_7) - x_6 I(B_4) = 0,$$

$$x_4 - x_0 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_4)}{V_T} (x_6 - x_4),$$

$$x_3 - x_4 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (3x_4 + x_6 - 4x_3),$$

$$x_2 - x_3 = x_A + x_s + \frac{RI(B_3)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (6x_3 + x_6 + x_4 - 8x_2),$$

$$x_1 - x_2 = x_A + x_s + \frac{RI(B_2)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (12x_2 + 2\ _3 + x_4 + x_6 - 16x_1),$$

$$-x_1 = x_A + x_s + \frac{RI(B_1)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_1)}{V_T} x_1.$$

Rezolvînd sistemul de ecuații precedent în contextul unor aproximații rezonabile, rezultă

$$x_8 = -(x_A + x_s)\left[\frac{93}{128}\frac{V_T}{RI(B_1)} + \frac{509}{128} + 4\frac{RI(B_5)}{V_T}\right] \Big/ \left[1 + 2\frac{RI(B_5)}{V_T}\right] -$$

$$- x_R\left[\frac{263}{32} + \frac{295}{32}\frac{RI(B_5)}{V_T}\right] \Big/ \left[1 + 2\frac{RI(B_5)}{V_T}\right],$$

$$x_7 = x_8 + \frac{3}{2}(x_A + x_s),$$

$$x_6 = x_8 + \frac{5}{2}(x_A + x_s),$$

$$x_5 = (x_A + x_s)\left[1 + \frac{7}{4}\frac{RI(B_5)}{V_T}\right] \Big/ \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T}\right] + x_R \frac{RI(B_5)}{V_T} \Big/ \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T}\right] +$$

$$+ x_8 \frac{RI(B_5)}{V_T} \Big/ \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T}\right],$$

$$x_4 = -\frac{29}{16}\frac{V_T}{RI(B_1)}(x_A + x_s) - \frac{199}{64} x_R,$$

$$x_3 = -\frac{13}{16}\frac{V_T}{RI(B_1)}(x_A + x_s) - \frac{87}{64} x_R,$$

$$x_2 = -\frac{9}{16}\frac{V_T}{RI(B_1)}(x_A + x_s) - \frac{107}{64} x_R,$$

$$x_1 = -\frac{1}{2}\frac{V_T}{RI(B_1)}(x_A + x_s) - x_R.$$

În cazul cînd $I_{REF} = 2$ mA, ținînd seama de valorile rezistențelor și curenților (conform figurilor 1.2 și 1.3) din relațiile precedente, se obține

$$
\begin{aligned}
x_8 &= -2{,}33\,(x_A + x_s) - 5{,}14\,x_R,\\
x_7 &= -0{,}83\,(x_A + x_s) - 5{,}14\,x_R,\\
x_6 &= 0{,}17\,(x_A + x_s) - 5{,}14\,x_R,\\
x_5 &= -0{,}17\,(x_A + x_s) - 3{,}07\,x_R,\\
x_4 &= -0{,}039\,(x_A + x_s) - 3{,}11\,x_R,\\
x_3 &= -0{,}018\,(x_A + x_s) - 1{,}36\,x_R,\\
x_2 &= -0{,}012(x_A + x_s) - 1{,}67\,x_R,\\
x_1 &= -0{,}011\,(x_A + x_s) - x_R.
\end{aligned}
\tag{1.156}
$$

Pentru parametrii de împerechere x_A, x_s, x_R se pot considera valorile

$$x_A = 0{,}5\%, \quad x_s = 5\%, \quad x_R = 0{,}25\%. \tag{1.157}$$

Folosind relațiile 1.156 și 1.157 se calculează erorile corespunzătoare celor opt intrări logice în cazul cel mai defavorabil

$$
\begin{aligned}
\varepsilon_8 &= x_8 \frac{I_8}{I_{REF}} = \frac{x_8}{2^8} = -\frac{0{,}128 + 0{,}0128}{256} = -0{,}055\%,\\
\varepsilon_7 &= x_7 \frac{I_7}{I_{REF}} = \frac{x_7}{2^7} = -\frac{0{,}046 + 0{,}0128}{128} = -0{,}046\%,\\
\varepsilon_6 &= x_6 \frac{I_6}{I_{REF}} = \frac{x_6}{2^6} = -\frac{0{,}009 - 0{,}0128}{64} = -0{,}005\%,\\
\varepsilon_5 &= x_5 \frac{I_5}{I_{REF}} = \frac{x_5}{2^5} = -\frac{0{,}009 + 0{,}0077}{32} = -0{,}052\%,\\
\varepsilon_4 &= x_4 \frac{I_4}{I_{REF}} = \frac{x_4}{2^4} = -\frac{0{,}002 + 0{,}0078}{16} = -0{,}061\%,\\
\varepsilon_3 &= x_3 \frac{I_3}{I_{REF}} = \frac{x_3}{2^3} = -\frac{0{,}001 + 0{,}003}{8} = -0{,}055\%,\\
\varepsilon_2 &= x_2 \frac{I_2}{I_{REF}} = \frac{x_2}{2^2} = -\frac{0{,}00066 + 0{,}0042}{4} = -0{,}12\%,\\
\varepsilon_1 &= x_1 \frac{I_1}{I_{REF}} = \frac{x_1}{2} = -\frac{0{,}0006 + 0{,}0025}{2} = -0{,}15\%.
\end{aligned}
\tag{1.158}
$$

— Observăm din relaţiile 1.158 că erorile de conversie corespunzătoare celor mai puţin semnificativi patru biţi depind mai mult de împerecherea tranzistoarelor din reţeaua de ponderare prin intermediul parametrilor x_A şi x_φ, decît de împerecherea rezistenţelor din reţea. Pentru cei mai semnificativi patru biţi predomină însă, parametrul x_R, de împerechere a rezistenţelor din reţea.

— Dacă se calculează eroarea totală de conversie D/A a convertorului de 8 biţi, pentru curentul de ieşire I_o (sau $\bar{I}_o$) se obţine:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \ldots + \varepsilon_8 = -0{,}54\%. \qquad (1.159)$$

Această eroare corespunde la o abatere a curentului la capăt de scală în ieşire faţă de valoarea ideală:

$$|\Delta I_{FS}| = \left| I_o\,(full\ scale) - \frac{255}{256} I_{REF} \right| = |\varepsilon_t|\, I_{REF}. \qquad (1.160)$$

Folosind relaţiile 1.159 şi 1.160, în cazul în care $I_{REF} = 2$ mA, se obţine:

$$|\Delta I_{FS}| = 0{,}0054 \times 2\text{mA} = 10{,}8\ \mu\text{A}. \qquad (1.161)$$

Rezultatul obţinut mai sus este în concordanţă cu valorile care sînt prezentate în § 1.4.2. Astfel pentru varianta βDAC 08C, eroarea la capăt de scală trebuie să fie $\frac{1}{256} I_{REF}$ adică 7,8 μA, valoare comparabilă cu cea calculată în relaţia 1.161.

1.3.6. Curenţii de alimentare ai convertorului

Folosind schema electrică din figura 1.3 se pot evalua curenţii absorbiţi de la sursele de alimentare ale circuitului.

Astfel curentul absorbit de la sursa de tensiune pozitivă este:

$$I^+ = I_{18} + I_{19} + I_{28} + I_{35} + (I_{31} + I_{32} + I_{34} + I_{50} + I_{53} + I_{60} + I_{65})\left(1 + \frac{1}{\beta_L}\right). \qquad (1.162)$$

Cu ajutorul relaţiilor 1.48, 1.52 şi 1.57 se găseşte că

$$I_{33} = I^1_{34}\left(-x + \sqrt{1 + x^2}\right), \text{ unde } x = \frac{I_P}{2I^1_{34}}. \qquad (1.163)$$

Înlocuind cu valorile numerice date de (1.7), (1.13), (1.15) (1.20), (1.57), (1.88) şi (1.98): rezultă:

— curentul I^+ în cazul cînd cele opt intrări logice sînt în starea logică 1 ($x = x_H = 0{,}8$).

$$I^+ = [-0{,}8 + \sqrt{1 + (0{,}8)^2}]\,40\mu\text{A} + 7\left(1 + \frac{1}{10}\right)160\ \mu\text{A} + 61{,}5\ \mu\text{A} + 168\ \mu\text{A} = 1{,}48\text{mA};$$

— curentul I^+ în cazul cînd cele opt intrări logice sînt în starea logică 0 ($x = x_L = 0$):

$$I^+ = 40\ \mu A + 7\left(1 + \frac{1}{10}\right) 160\ \mu A + 61{,}5\ \mu A + 168\ \mu A \simeq 1{,}51\ mA.$$

Deci curentul absorbit de la sursa pozitivă (V^+) este practic constant, conform rezultatelor de mai sus.

Curentul furnizat de sursa negativă se determină din figura 1.3:

$$I^- = I^+ + I_O + \bar{I}_O + I_{REF} - [I_{REF(-)} + I(5) + I(6) + \dots + I(12)].$$

În relaţia precedentă avem $I_O + \bar{I}_O = \frac{255}{256} I_{REF}$; ţinînd seama de relaţiile 1.57 şi 1.77 se obţine:

— Curentul I^- în cazul în care intrările logice sînt în starea logică 1, $[I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 0]$:

$$I^- = 1{,}48\ mA + \left(1 + \frac{255}{256}\right) I_{REF} - 0{,}29\ \mu A \simeq 1{,}48 mA + 2I_{REF}.$$

Pentru $I_{REF} = 2\ mA$ se obţine $I^- = 5{,}48\ mA$.

— Curentul I^- în cazul cînd intrările logice sînt în stare logică 0 $(I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 8\ \mu A)$:

$$I^- = 1{,}51\ mA + \left(1 + \frac{255}{256}\right) I_{REF} - 0{,}29\ \mu A - 64\ \mu A \simeq 1{,}45\ mA + 2I_{REF}.$$

În cazul $I_{REF} = 2\ mA$ rezultă $I^- = 5{,}45\ mA$.

Observăm că şi curentul de alimentare I^- este practic constant în raport cu stările intrărilor logice ale convertorului.

Rezultatele obţinute mai sus sînt adunate la un loc în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1

Valorile curenţilor absorbiţi de la sursa V^+ şi furnizaţi de sursa V^- în funcţie de starea intrărilor logice

Intrările logice	I^+[mA]	I^-[mA]
11 ... 1	1,48	5,48
00 ... 0	1,51	5,45

Curentul de referinţă $I_{REF} = 2mA$

1.4. Parametri

1.4.1. Mărimi specifice convertoarelor D/A

Convertoarele D/A sînt dispozitive care primesc la intrare un cod digital iar la ieşire apare o tensiune sau un curent în funcţie de informaţia de la intrare. În cazul convertoarelor A/D liniare, mărimea analogică de la ieşire este proporţională cu echivalentul numeric zecimal al codului digital din intrare. Pentru convertoarele unipolare se folosesc coduri digitale ce reprezintă numai valori pozitive şi la ieşire se obţine o mărime analogică de asemenea pozitivă; în figura 1.12 se prezintă caracteristica de transfer a unui asemenea convertor.

În general această caracteristică se aproximează cu o dreaptă ce trece prin două puncte remarcabile: valoarea ieşirii analogice pentru cod digital zero la intrare şi valoarea ieşirii pentru cod digital maxim la intrare. Pentru fiecare clasă de convertoare există o anumită toleranţă a erorii de conversie; astfel caracteristica acestuia trebuie să se încadreze în zona delimitată de eroarea analogică (vezi figura 1.12). Se spune că eroarea de cîştig „roteşte caracteristica" iar eroarea de ofset „translatează caracteristica faţă de origine".

● *DOMENIUL MAXIM AL IEŞIRII* (**Full Output Range/FR**) reprezintă valoarea mărimii analogice de la ieşirea convertorului în cazul în care la intrare se aplică valoarea maximă a codului digital. Deoarece un convertor D/A este în esenţă un atenuator programabil, mărimea de la ieşire este o fracţiune din mărimea din intrare. Astfel în cazul unui convertor de „n biţi" valoarea maximă a ieşirii este egală cu mărimea din intrare multiplicată cu $(2^n - 1)/2^n$ (exceptînd un factor de scală). Notînd mărimea din intrare cu REF, există relaţia:

$$FR = K \cdot REF(2^n - 1)/2^n, \text{ unde } K \text{ este factorul de scală.}$$

● *CAPĂT DE SCALĂ* (**Full Scale/FS**) reprezintă valoarea mărimii de ieşire egală cu mărimea de intrare multiplicată cu factorul de scală (această valoare nu poate fi atinsă de mărimea de ieşire). Între *DOMENIUL MAXIM AL IEŞIRII* şi *CAPATUL DE SCALA* există relaţia:

$$FR = FS(2^n - 1)/2^n.$$

● *BIT* este o unitate binară (0 sau 1) ce reprezintă ponderea puterii lui 2 într-un cuvînt logic. Puterea este dată de poziţia bitului în cadrul cuvîntului; astfel există relaţia:

$$\begin{array}{c} 0 \ldots 010 \ldots 00 = 2^n \\ \ldots\ n\ \ldots 10 \\ \leftarrow \end{array}$$

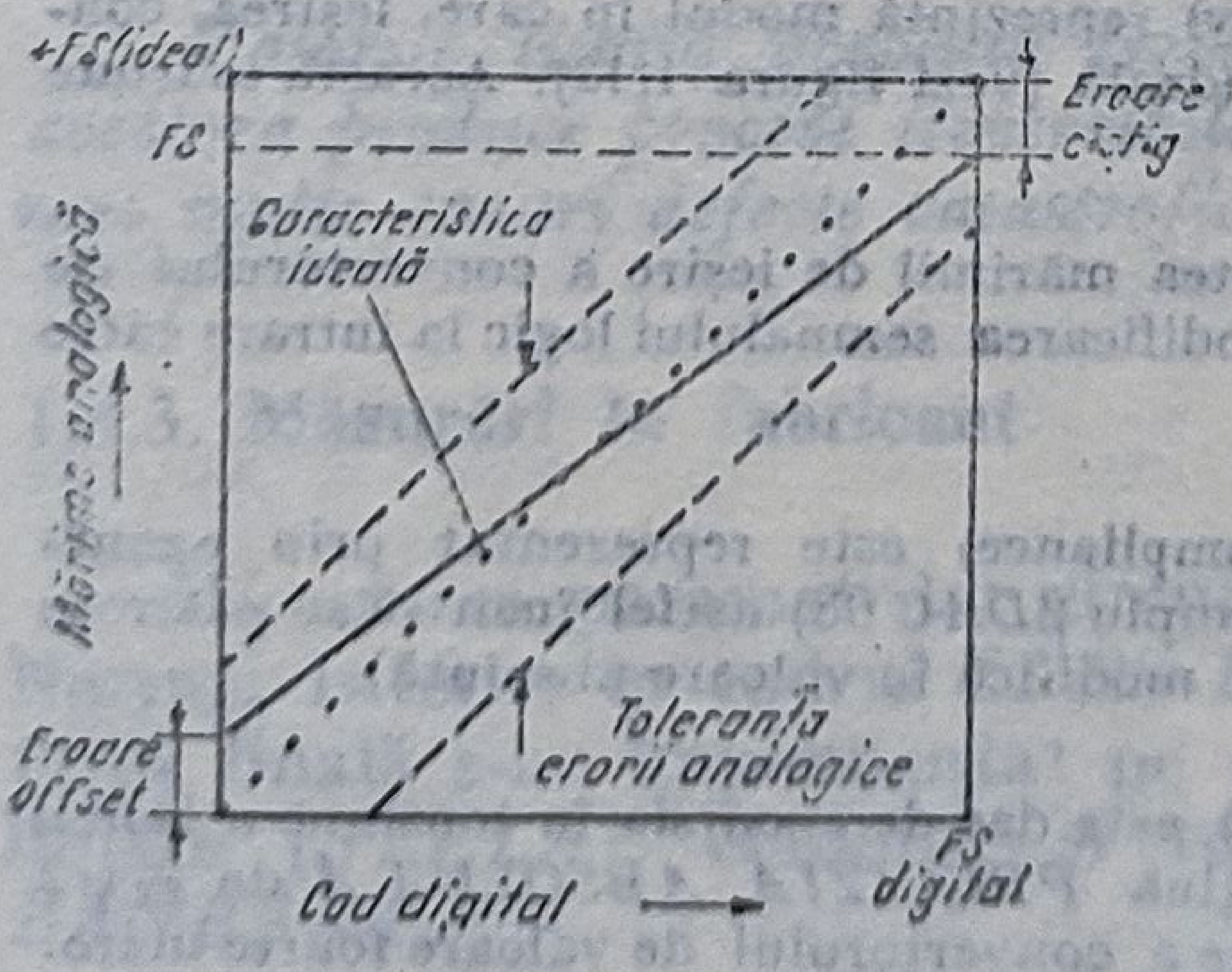


Fig. 1.12. Caracteristica de transfer a convertorului D/A.

• *CEL MAI PUŢIN SEMNIFICATIV BIT* (**Least Significant Bit/LSB**) reprezintă cea mai mică variaţie a mărimii analogice la ieşirea convertorului ce se poate obţine la variaţia codului digital din intrare pentru stările 0/1 ale bitului pe poziţia 0; legătura cu valoarea *CAPATULUI DE SCALA* este dată de relaţia:

$$LSB = FS/2^n.$$

• *CEL MAI SEMNIFICATIV BIT* (**Most Significant Bit/MSB**) reprezintă cea mai mare variaţie ce se poate obţine la ieşire cînd variază între stările 0/1 un singur bit din codul digital al intrării; teoretic acesta are valoarea:

$$MSB = FS/2.$$

• *EROAREA DE OFSET A ZEROULUI SCALEI* (**Zero Scale/ZS**) reprezintă valoarea mărimii analogice la ieşire în cazul în care codul digital din intrare corespunde unei valori la ieşire egală cu zero. Se exprimă în fracţiuni de *FS*, în ppm, fracţiuni de *LSB* sau unităţi de curent sau tensiune.

• *REZOLUŢIE* (**Rezolution/R**) reprezintă numărul de stări distincte ale mărimii la ieşirea convertorului. Pentru un convertor de n biţi există relaţia (în cazul ideal):

$$R = 2^n.$$

Rezoluţia unui convertor se poate exprima şi în număr de biţi; astfel în cazul unui convertor de n biţi se obţine (ideal), $R = n$.

• *NELINIARITATE INTEGRALĂ* (**Integral Non-linearity/NL**) reprezintă deviaţia maximă a mărimii de ieşire faţă de linia dreaptă trasată prin punctele extreme ale caracteristicii convertorului (vezi figura 1.12); se exprimă în procente ale valorii *CAPAT DE SCALA* (%*FS*) sau fracţiuni de *LSB*.

• *NELINIARITATE DIFERENŢIALĂ* (**Differential Non-linearity/DNL**) este egală cu diferenţa între deviaţia maximă a mărimii de ieşire pentru două stări succesive în intrare şi deviaţia ideală corespunzătoare. Această mărime se exprimă în procente ale valorii *CAPAT DE SCALĂ* sau fracţiune de *LSB*. Astfel o eroare de liniaritate diferenţială $\pm 1/2\, LSB$ înseamnă că distanţa între două valori ale ieşirii se găseşte între limitele $(1 - 1/2)LSB$ şi $(1 + 1/2)LSB$ pentru două stări logice succesive în intrare.

• *PRECIZIE RELATIVĂ* (**Relative Accuracy**) se defineşte prin deviaţia mărimii de ieşire (în procente de *CAPĂT DE SCALĂ* sau fracţiuni de *LSB*) faţă de valorile corespunzătoare liniei drepte trasată între valoarea ideală a ieşirii pentru codul zero la intrare şi punctul de valoare maximă a ieşirii în cazul respectiv *(FR)*. *PRECIZIA RELATIVĂ* semnifică modul în care proporţionalitatea relativă se păstrează pe întregul domeniu al mărimii de ieşire a convertorului.

• *PRECIZIE ABSOLUTĂ* (**Absolute Accuracy**) reprezintă modul în care ieşirea convertorului aproximează valorile de pe caracteristica ideală (vezi figura 1.12). Această mărime include toţi termenii de eroare.

• *MONOTONIE* (**Monotonicity**) este proprietatea mărimii de ieşire a convertorului de a avea o variaţie pozitivă (sau cel puţin nulă) la modificarea semnalului logic la intrare între două stări succesive.

• *DOMENIU FUNCŢIONAL* (**Functional Compliance**) este reprezentat prin excursia în tensiune a ieşirii de curent a convertorului (exemplu β*DAC* 08) astfel încît să se păstreze aceeaşi *PRECIZIE ABSOLUTĂ* (ieşirea de curent se modifică în valoare absolută).

• *DOMENIU „ABSOLUT"* (**True Compliance**) este dat de excursia în tensiune a ieşirii de curent a convertorului pentru care să se menţină *PRECIZIA ABSOLUTĂ* de $\pm 1/2$ *LSB*; această mărime conduce la o impedanţă de ieşire a convertorului de valoare foarte mare.

• *EROARE DE CIȘTIG* (**Gain Error**) se reprezintă prin diferența între *DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII* (pentru convertorul respectiv) și *DOMENIUL MAXIM IDEAL AL IEȘIRII* (factorul de scală este unitar, $k = 1$); se exprimă în procente de *CAPĂT DE SCALĂ* (*% FS*) sau fracțiuni de *LSB*.

• *TIMP DE STABILIRE* (**Settling Time**) este intervalul de timp necesar ieșirii analogice să-și atingă valoarea staționară cu o anumită eroare atunci cînd intrarea logică se modifică. De obicei se specifică pentru o schimbare de la *ZEROUL SCALEI* la *DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII* și se măsoară intervalul între momentul în care schimbarea intrării logice atinge nivelul de 50% și momentul în care ieșirea convertorului atinge valoarea staționară în banda admisă de eroare.

• *VIRF TRANZITORIU* (**Glitch**) este un impuls de comutare ce apare la ieșire în timpul unei tranziții logice la intrare. Mărimea lui se exprimă în unități de tensiune sau curent și durată sau cantitate de sarcină transferată.

• *REZISTENȚA DE IEȘIRE* (**Output Resistance**), este rezistența internă echivalentă la ieșire a unui convertor *D/A* de curent. Aceasta se măsoară prin variația curentului la ieșire pentru o variație a tensiunii în ieșire; în acest fel se determină direct *DOMENIUL „ABSOLUT"* al ieșirii convertorului.

• *SENSIBILITATEA FAȚĂ DE SURSA DE ALIMENTARE* (**Power Supply Sensitivity**) se reprezintă prin variația mărimii de ieșire a convertorului la o variație a valorii sursei de alimentare. Se exprimă în procente ale *DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII* pentru un procent de variație a sursei de alimentare; sau un procent de variație a *CAPĂTULUI DE SCALĂ* pentru o variație (în volți) a sursei de alimentare. În general această mărime este dată pentru variații de curent continuu (lente), dar se poate specifica pentru un anumit domeniu de frecvență.

• *COEFICIENTUL DE VARIAȚIE CU TEMPERATURA A CAPĂTULUI DE SCALĂ* (**Full Scale Temperature Coefficient or Gain Drift**) se determină prin raportul între variația *DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII* între 25°C și o temperatură fixată, față de variația respectivă a temperaturii; se exprimă în ppm°/C.

• *CUPLAJ INTRARE-IEȘIRE* (**Feed-through**) este un parametru ce definește în cazul unui convertor multiplicator, frecvențe pentru care la ieșire apare un semnal alternativ de mărime 1/2 *LSB* (vîrf la vîrf), atunci cînd la intrarea analogică există semnal alternativ iar codul logic este zero.

1.4.2. Performanțele circuitului

Mărimile ce caracterizează circuitul integrat β*DAC* 08 sînt date[1] în *Tabelul 1.2*.

Valorile limită absolută trebuie respectate întocmai, deoarece depășirea acestora produce procese ireversibile în structura circuitului, determinînd în cele mai multe cazuri defecte catastrofice.

1.4.3. Măsurări la fabricant

Măsurarea parametrilor circuitului integrat β*DAC* 08 se face conform Normei Interne în cadrul *IPRS-BANEASA*. Testarea pe plachetă și testarea finală s-au implementat pe sistemul de testare[2] a circuitelor integrate liniare (*STELA*), elaborat și realizat de asemenea în cadrul *IPRS-BĂNEASA*.

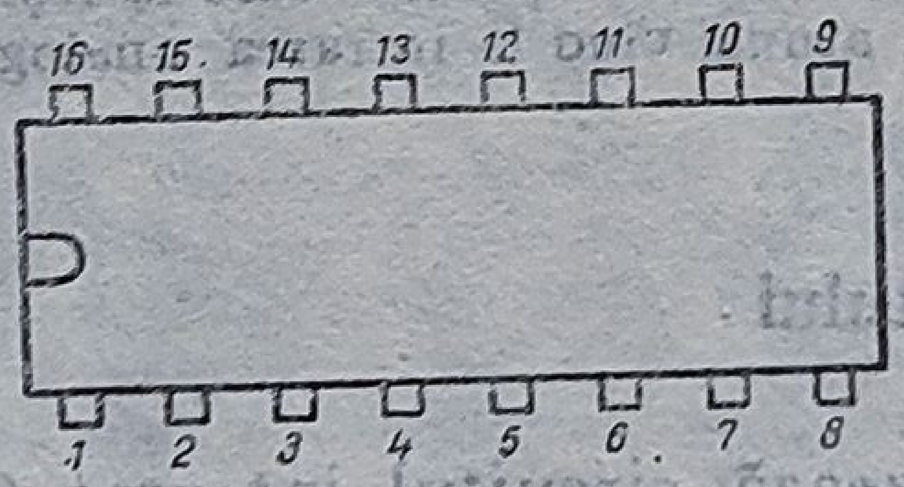
Tabelul 1.2

βDAC 08M/08AM/08C/08E/08H
Convertor digital-analog de 8 biţi

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	$(V^+ - V^-)$	36 V
Tensiunea diferenţială de intrare	$(V_{14} - V_{15})$	$V^- \ldots V^+$
Tensiunea de mod comun în intrări	(V_{14}, V_{15})	$V^- \ldots V^+$
Curentul de referinţă în intrare		5 mA
Tensiunile în intrările logice		$V^- \ldots V^- + 36$ V
Putere disipată		500 mW
	β *DAC 08M/08AM*	β *DAC 08C/08E/08H*
Gama temperaturii de funcţionare	−55°C ... +125°C	0°C ... +70°C
Gama temperaturii de stocare	−55°C ... +125°C	−25°C ... +70°C
Temperatura joncţiunii	+150°C	+125°C

CONFIGURAŢIA TERMINALELOR



Capsula *MP* 117
vedere de sus

1. Tensiune control prag logic (V_{LC})
2. Curent în ieşirea complementară ($\bar{I}_O$)
3. Tensiune alimentare negativă (V^-)
4. Curent în ieşirea directă (I_O)
5. Intrare logică pentru bitul cel mai semnificativ (B_1)
6. Intrare logică (B_2)
7. Intrare logică (B_3)
8. Intrare logică (B_4)
9. Intrare logică (B_5)
10. Intrare logică (B_6)
11. Intrare logică (B_7)
12. Intrare logică bitul cel mai puţin semnificativ (B_8)
13. Tensiune alimentare pozitivă (V^+)
14. Intrarea neinversoare a amplificatorului referinţei convertorului (V_{REF}^+)
15. Intrarea inversoare a amplificatorului referinţei convertorului (V_{REF}^-)
16. Terminal pentru compensare în frecvenţă

Tabelul 1.2 (continuare)

βDAC 08M/08AM/08C/08E/08H

CARACTERISTICI ELECTRICE (Tensiune de alimentare ±15 V, I_{REF} = 2mA $T_{min} < T_A = 25°C < T_{max}$, dacă nu se specifică altfel, caracteristicile de ieşire se referă atît la I_O cît şi la $\bar{I}_O$)

Parametrul	Simbol	Condiţii de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unităţi
Rezoluţie			8	8	8	biţi
Monotonie			8	8	8	biţi
Neliniaritate	NL	βDAC 08AM/08H βDAC 08M/08E βDAC 08 C			±0,1 ±0,19 0±,39	% FS % FS % FS
Timp de stabilire	T_s	Se atinge valoarea de regim permanent ±1/2 LSB		100		ns
Timp de propagare	T_p	$T_A = 25°C$ pentru fiecare bit pentru toţi biţii comutaţi simultan		35 35		ns ns
Coeficientul de variaţie cu temperatura a curentului de ieşire la capăt de scală	TCI_{FS}			±10		ppm/°C
Excursia de tensiune la ieşire	V_{OC}	$\lvert \Delta I_{FS} \rvert < 1/2LSB$	−10		+18	V
Curentul de ieşire la capăt de scală	I_{FS}	V_{REF} = 10,000 V, R_{REF} = 5,000 kΩ (vezi figura 1.1) $T_A = 25°C$ βDAC 08 AM/08H βDAC 08 M/08E βDAC 08 C	1,984 1,94 1,94	1,992 1,99 1,99	2,000 2,04 2,04	mA
Simetria curenţilor în ieşiri la capăt de scală	I_{FSS}	$I_{FS4} - I_{FS2}$ βDAC 08AM/08 H βDAC 08 M/08 E βDAC 08 C		±0,5 ±1 ±2	±4 ±8 ±16	µA µA µA
Curentul de „zero" în ieşire	I_{ZS}	βDAC 08 AM/08H βDAC 08 M/08 E βDAC 08 C		0,1 0,2 0,2	1 2 4	µA µA µA
Domeniul maxim al ieşirii	I_{FSR}	$V^- = -5V$ $V^- = -7V \dots -18 V$	0 0	2,0 2,0	2,1 4,2	mA mA

Tabelul 1.2 (continuare)

βDAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Simbol	Condiţii de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unităţi
Tensiunea pentru nivel logic 1	V_{IH}	$V_{LC} = 0$ V	2			V
Tensiunea pentru nivel logic 0	V_{IL}	$V_{LC} = 0$ V			0,8	V
Curenţii în intrările logice pentru nivel logic 1	I_{IH}	$V_{LC} = 0$ V $2V \leq V_{IN} \leq +18V$		0,002	10	μA
Curenţii în intrările logice pentru nivel logic 0	I_{IL}	$V_{LC} = 0$ V, $-10V \leq V_{IN} \leq$ $\leq +0,8$ V		−2,0	−10	μA
Domeniul de valori ale tensiunilor pe intrările logice	V_{IS}	$V^- = -15$ V	−10		+18	V
Domeniul de valori pentru tensiunea de prag	V_{THR}		−10		+13,5	V
Curentul de polarizare în intrarea inversoare	I_{15}			−1	−3	μA
„Slew-rate" pentru curentul la ieşire	SR	Se utilizează schema pentru funcţionare cu tensiune de referinţă în impulsuri (vezi figura 1.18)		8		mA/μs
Rejecţia tensiunii de alimentare pozitivă	$PSSR_{FS+}$	$+4,5\ V \leq V^+ \leq$ $\leq +18$ V		0,0001	0,01	%/%
Rejecţia tensiunii de alimentare negative	$PSSR_{FS-}$	$-18\ V \leq V^- \leq$ $\leq -4,5$ V $I_{REF} = 1$ mA		0,001	0,01	%/%
Curentul absorbit de la sursa de alimentare pozitivă	I^+	$V\pm = \pm 5$ V, $I_{REF} = 1$ mA		2,3	3,8	mA
		$V^+ = +5$ V, $V^- = -15$ V		2,4	3,8	mA
		$V^+ = \pm 15$ V		2,5	3,8	mA
Curentul absorbit de la sursa de alimentare negativă	I^-	$V\pm = \pm 5$V, $I_{REF} = 1$ mA		−4,3	−5,8	mA
		$V^+ = +5$V, $V^- = -15$ V		−6,4	−7,8	mA
		$V\pm = \pm 15$ V		−6,5	−7,8	mA

Tabelul 1.2 (continuare)

βDAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Puterea disipată	P_D	$V\pm = \pm 5$ V, $I_{REF} = 1$ mA		33	48	mW
		$V^+ = 5$V, $V^- = -15$ V		108	136	mW
		$V\pm = \pm 15$ V		135	174	mW

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th,\,j-a}$	200°C/W

Conceput modular, sistemul *STELA* dă posibilitatea testării unor multiple familii de circuite liniare. Pentru familia convertoarelor *D/A* de 8 biți există un cap de măsură (detașabil) care utilizează toată capacitatea de măsură și stimuli a sistemului, avînd facilități de măsură și stimuli în plus, corespunzătoare cerințelor acestei familii.

În figura 1.13, *a* se prezintă schema bloc a capului de testare care conține trei plăci: placa de interfață a rasei testate (în acest caz β*DAC* 08) ce face adaptarea terminalelor soclului de măsură la conectorul plăcii; placa de măsură ce conține schema electrică necesară testării și placa de relee. Este de remarcat că testarea se face prin comparație cu un circuit de referință *DAC* 80, convertor *D/A* de 12 biți folosit drept convertor *D/A* de 8 biți și precizie $\pm$ 1/32 *LSB*. Curentul de ieșire al circuitului testat (I_{t1}) este repetat de oglinda de curent MIR_1 și comparat cu curentul din ieșirea circuitului de referință. Există cinci stimuli programabili de tensiune continuă: VP_1 stabilește nivelul pragului logic pentru circuitul testat; VP_2 furnizează tensiunea pentru modificarea curentului de referință prin contactele K_{13A}, K_{11}, sau stabilește tensiunea de polarizare pentru ieșirile sau intrările logice ale circuitului, prin contactele K_{17}, K_{18}; VP_3 este tensiunea care stabilește pragul de comparație și are o valoare fixă, sau este egală cu tensiunea rezultată din bucla *ADC* a sistemului; VP_4 și VP_5 sînt tensiunile de alimentare pozitivă respectiv negativă pentru circuitul testat.

Tensiunile VI^+, VI^- sînt proporționale cu valoarea curentului dat de sursa pozitivă și negativă (VP_4, VP_5).

Amplificatoarele A_3 și A_4 dublează tensiunile VP_1, VP_2 pentru a obține tensiuni între $-$ 20V și $+$ 20 V necesare testării.

Amplificatorul A_1 formează convertorul curent/tensiune, iar A_2 este comparatorul de măsură. Pentru măsurarea mărimilor de ieșire I_o și $\bar{I}_o$ există contactele $K_{12\ A,\,B,\,C}$ care inversează comenzile logice prin cele 8 porți *XOR* și comută măsurătoarea de pe ieșirea I_o pe $\bar{I}_o$.

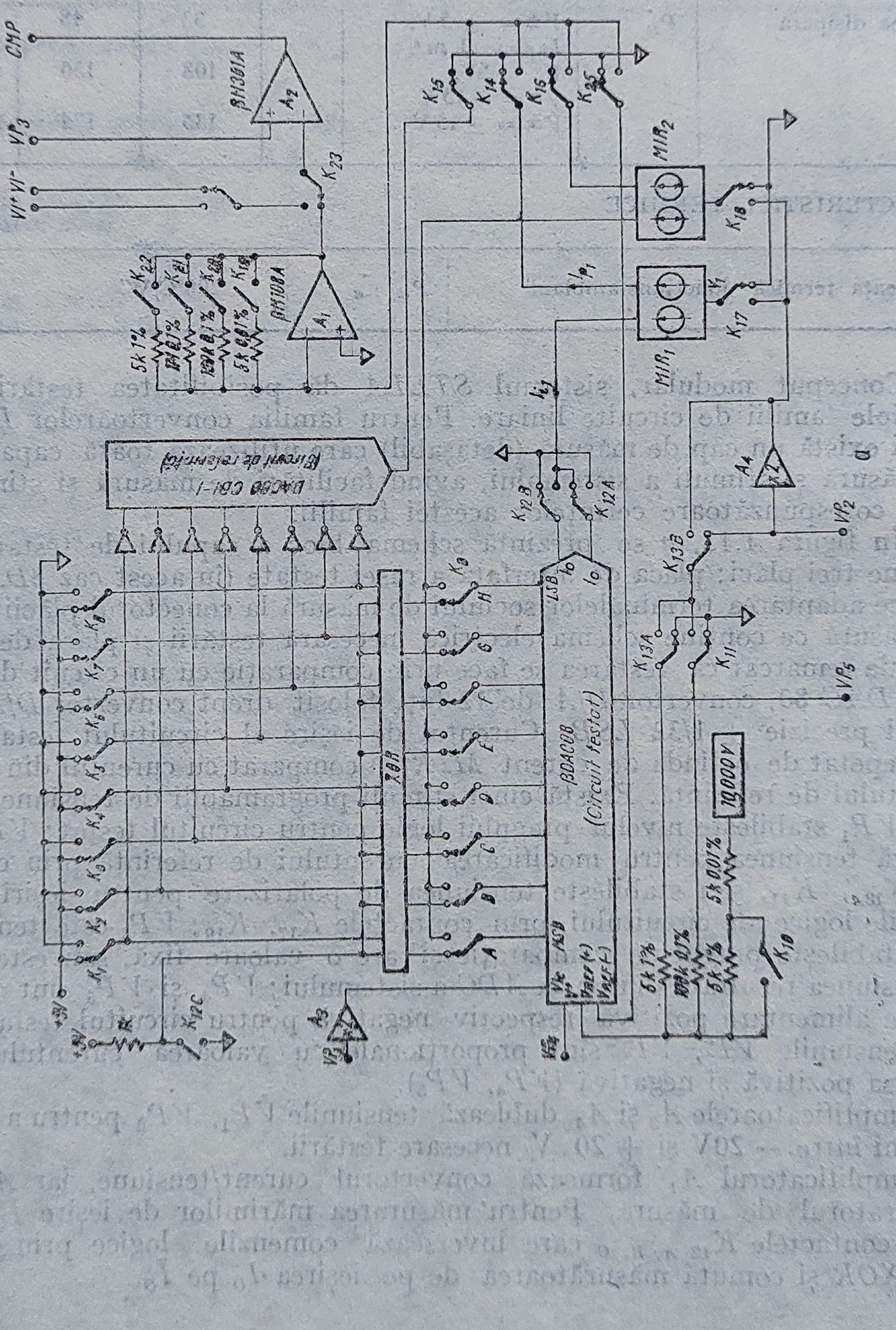


Fig. 1.13.a. Schema bloc a capului de testare pentru ßDAC 08.

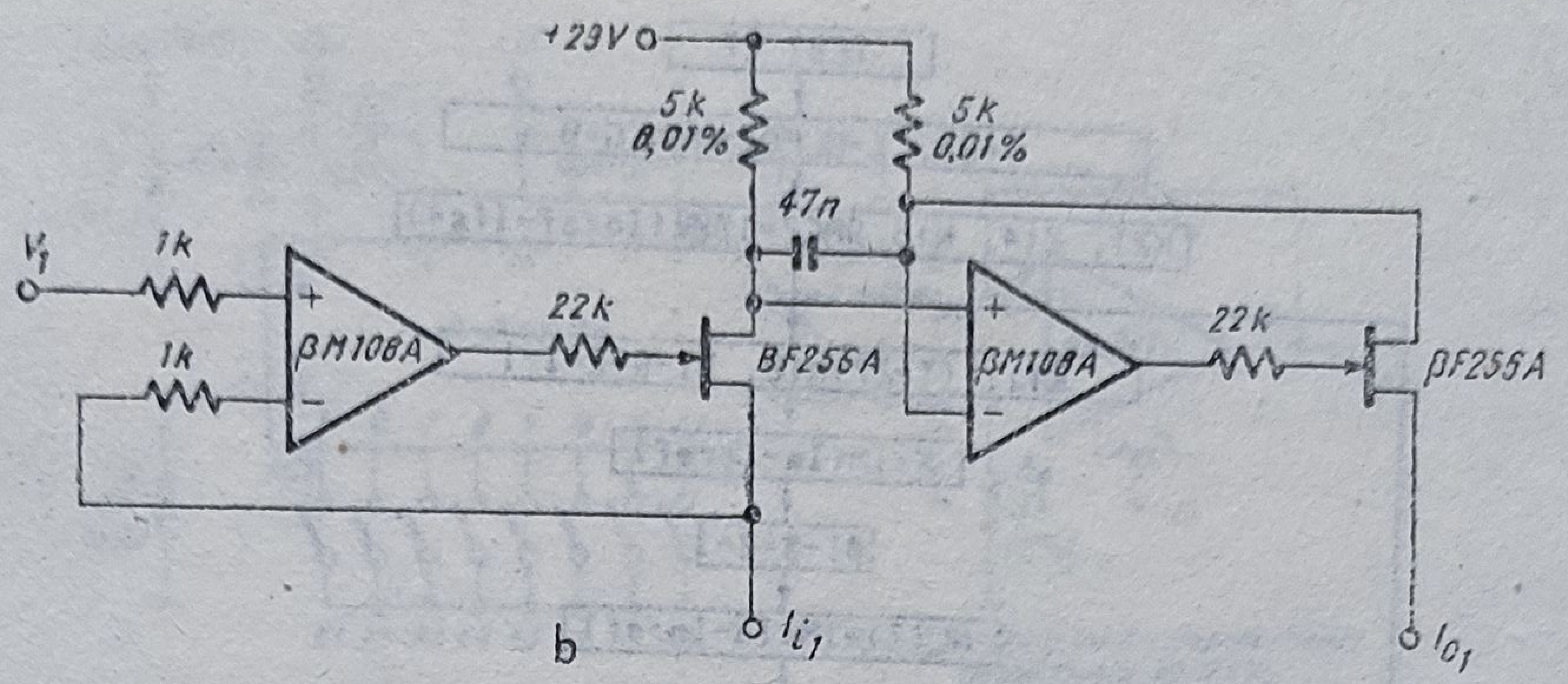


Fig. 1.13. *b*. Schema electrică a „oglinzii de curent" *MIR* 1.

Comenzile logice se stabilesc prin contactele $K_{1\div 8}$. Contactele K_{9A-H} permit măsurarea curenților în intrările logice pentru diverse tensiuni VP_2, cu oglinda de curent bidirecțională MIR_2. Elementul original pentru măsurarea convertorului îl constituie oglinda de curent MIR_1 (zezi figura 1.13, *b*).

Astfel în terminalul de măsură (I_o sau $\bar{I}_o$) se fixează tensiunea V_1 și se citește curentul I_{i1}, repetat în ieșirea I_{01}.

Această schemă asigură o precizie de 0,01% determinată de împerecherea rezistențelor de 5 kΩ din schemă.

Sistemul de testare (*STELA*) este pilotat de un calculator *HP* 9825. Programul de testare a fost organizat astfel încît testele să fie grupate după numărul de programări comune: astfel testele pentru măsurarea ieșirilor I_o și $\bar{I}_o$ nu diferă decît prin comanda de comutare a contactelor $K_{12\ A,\ B,\ C}$ făcînd posibilă buclarea programului și practic reducerea lui la jumătate. Configurația unui test este standard: sînt programate tensiuni (VP_1, VP_2 VP_4, VP_5) și acționate releele $K_{1\div 24}$, apoi se citesc alte tensiuni care sînt prelucrate numeric în vederea deciziei testului.

Programul beneficiază de toate facilitățile de programare și exploatare ale calculatorului *HP9825*. În figura 1.14 se prezintă organigrama testului cel mai important (ca dificultăți de măsură și durată de testare), *NELINIA RITATEA CONVERTORULUI*.

Programul de testare conține 32 teste ce ocupă 5 kB de memorie. Durata unei testări complete a circuitului β*DAC* 08 este 3,5 s. precizia de măsurare fiind 1% pentru valorile tipice ale parametrilor măsurați.

1.4.4. Măsurări la utilizator

● Deși acest circuit integrat comportă o schemă de testare destul de complexă, există posibilitatea pentru utilizator să verifice funcționarea circuitului în schemele de aplicații cel mai des întîlnite.

Astfel în figura 1.15 se prezintă schema electrică pentru testare rapidă Cu această schemă se poate măsura liniaritatea convertorului.

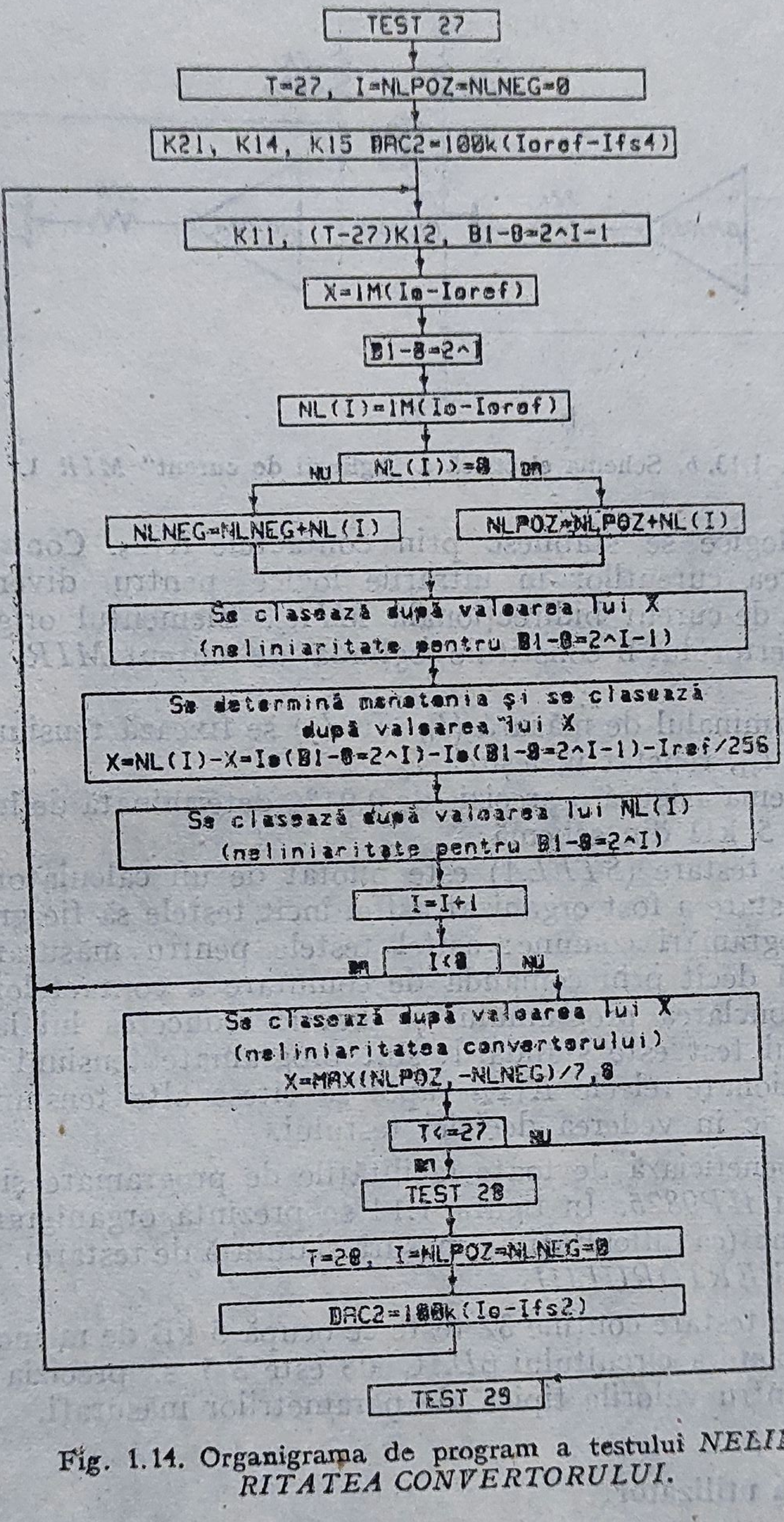


Fig. 1.14. Organigrama de program a testului *NELINIA-RITATEA CONVERTORULUI.*

Tensiunea de referinţă V_{REF} trebuie să aibă o valoare stabilă şi cunoscută (de obicei se fixează valoarea de 10,000 V), iar rezistenţele R_1 şi R_3 să fie stabile şi foarte bine împerecheate pentru o corelaţie cît mai simplă între V_{REF} şi tensiunea la ieşirea convertorului.

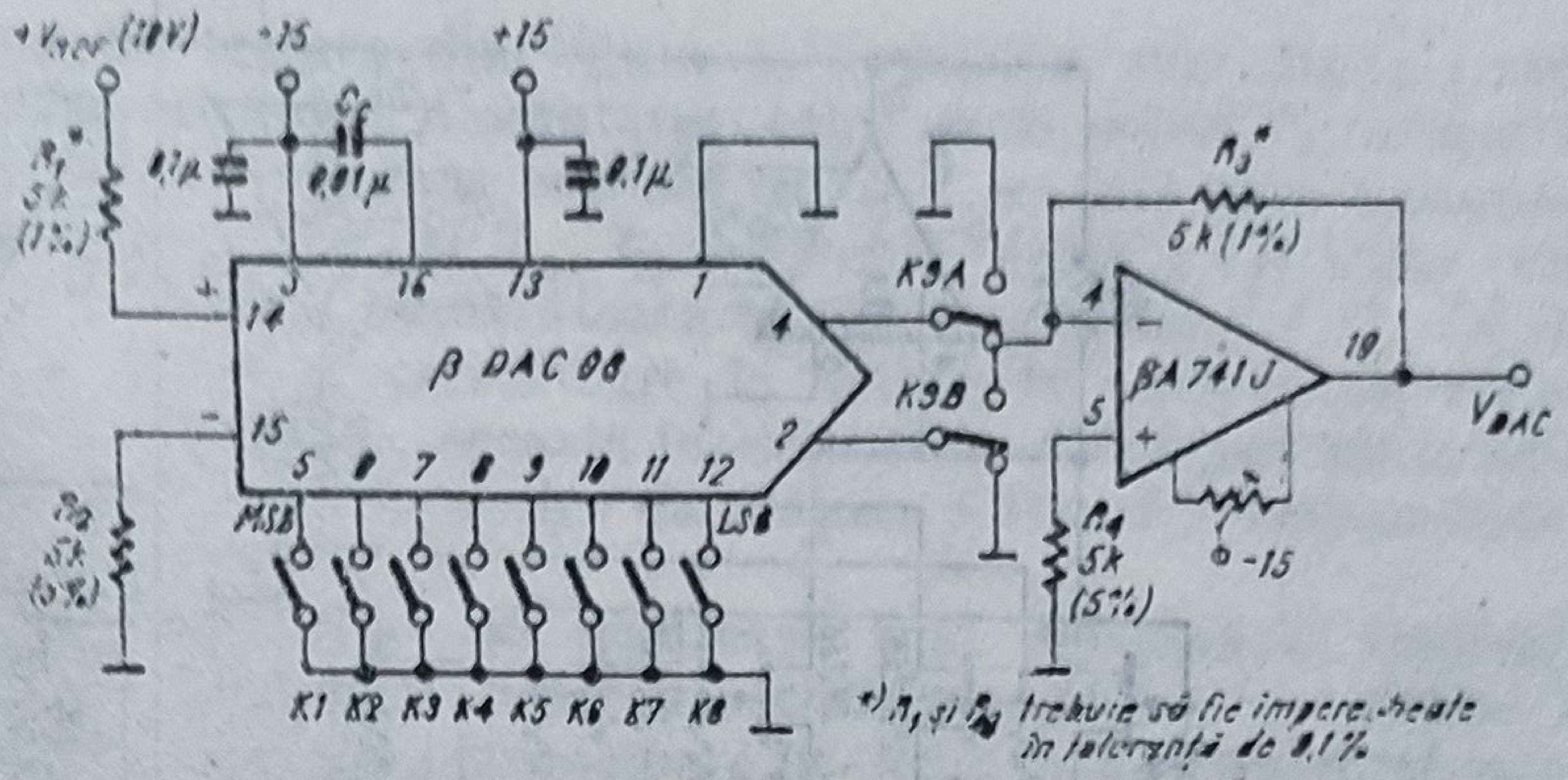


Fig. 1.15. Schema circuitului pentru testarea rapidă a convertorului.

Se poate scrie relaţia:

$$V_{DAC} = \frac{R_3}{R_1} V_{REF} (2^7 B_1 + 2^6 B_2 + 2^5 B_3 + 2^4 B_4 + 2^3 B_5 + 2^2 B_6 + 2^1 B_7 + 2^0 B_8)/256$$

unde $B_1, ..., B_8$ sînt variabile ce iau valoarea 0 sau 1 după cum comutatoarele $K_1, ..., K_8$ sînt închise sau deschise, în cazul cînd comutatorul dublu K_9 este neacţionat. În cazul în care comutatorul K_9 este acţionat se măsoară ieşirea complementară de curent a convertorului iar semnificaţia variabilelor $B_1, ..., B_8$ este complementară, ele iau valoarea 0 respectiv 1 cînd comutatoarele $K_1, ..., K_8$ sînt deschise, respectiv închise. Tensiunea la ieşire, V_{DAC}, trebuie măsurată cu precizie de cel puţin 0,05%, pentru a obţine rezultate corecte pentru calculul neliniarităţii convertorului.

• În figura 1.16 se indică o schemă de testare a *monotoniei* pentru convertorul βDAC 08.

Există două *LED*-uri de semnalizare: LED_2 este aprins în timpul testării iar LED_1 este aprins la prima tranziţie nemonotonă întîlnită la ieşirea convertorului; cînd convertorul testat este nemonoton atît LED_2 cît şi LED_1 sînt aprinse, iar starea logică a intrărilor convertorului împreună cu starea precedentă reprezintă stările între care apare tranziţia nemonotonă Dacă circuitul testat este monoton, numai LED_2 se aprinde în timpul testării (durează aproximativ o secundă). Întrerupătorul cu revenire K_1, este folosit pentru pornirea testării. În cazul cînd LED_1 este aprins, cu ajutorul lui K_1 se comandă continuarea testării (eventual pînă la următoarea stare nemonotonă). Întrerupătorul cu revenire, K_2, este folosit pentru resetarea stării intrărilor logice ale convertorului (în cazul cînd nu dorim continuarea testării după apariţia unei tranziţii nemonotone).

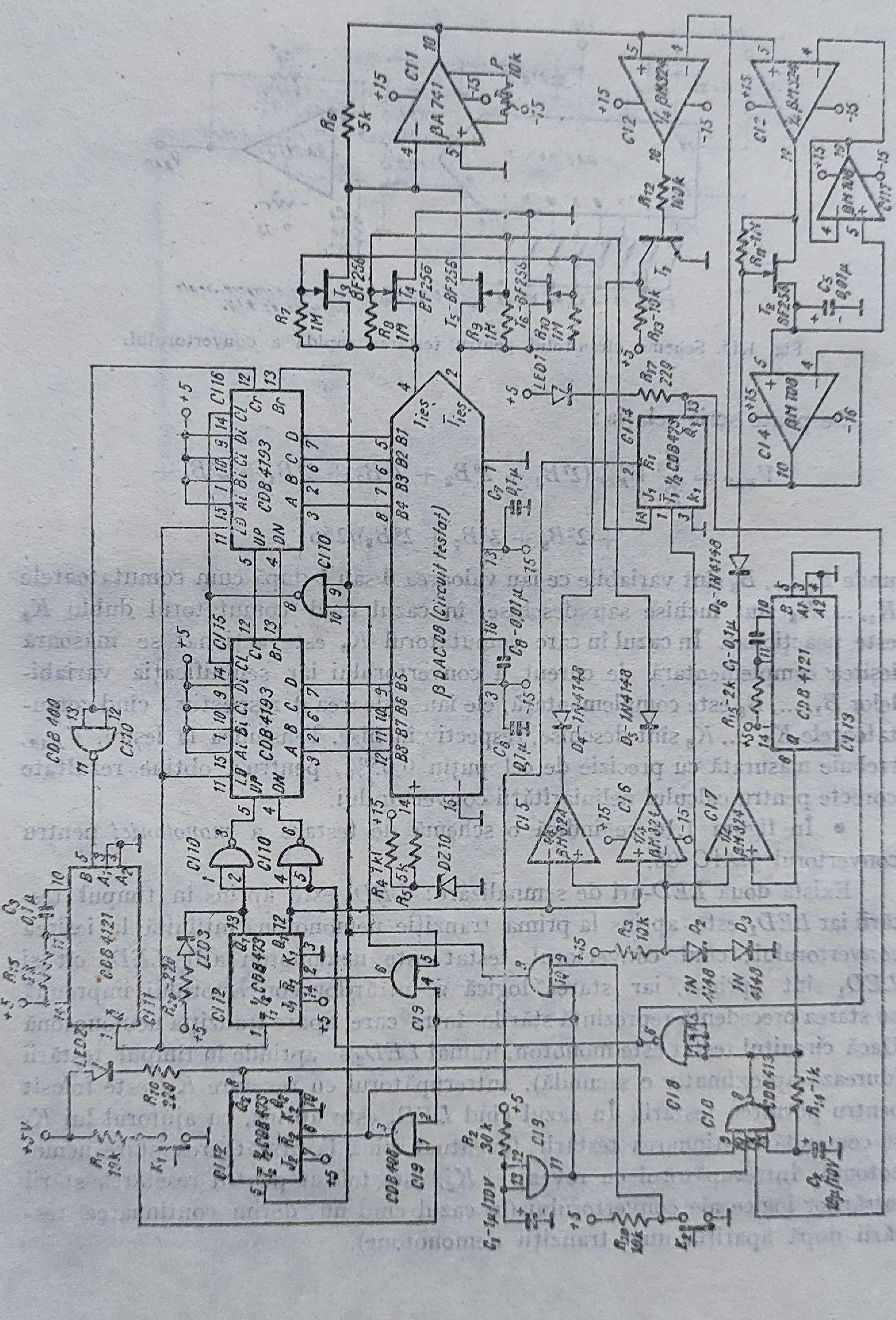


Fig. 1.16. Schema circuitului pentru testarea monotoniei.

Schema de testare din figura 1.16 verifică monotonia pentru ambele ieșiri ale convertorului. Comutarea celor două ieșiri I_0 respectiv $\bar{I}_0$ către convertorul curent-tensiune realizat cu *CI* 1, se face prin comanda adecvată a tranzistoarelor T_3, T_6 și T_4, T_5. Secvența logică a intrărilor convertorului este generată de două numărătoare binare reversibile (*CI* 15, *CI* 16) care vor determina o tensiune crescătoare în trepte la ieșirea convertorului *D/A*. Dacă *LED* 3 este aprins, aceasta înseamnă că se testează monotonia ieșirii I_0 a convertorului și rămîne aprins dacă apare o tranziție nemonotonă în timpul testării acestei ieșiri.

Testarea monotoniei se realizează prin comparația tensiunilor corespunzătoare la două stări adiacente crescătoare, aceste tensiuni trebuie să fie de asemenea în ordine crescătoare în cazul cînd convertorul este monoton. Tensiunea corespunzătoare unei stări este eșantionată și memorată cu circuitul „Sample & Hold" realizat cu *CI* 3, *CI* 4 și *CI* 17; tensiunea de la ieșirea acestuia este aplicată comparatorului (*CI* 2) împreună cu tensiunea de la ieșirea convertorului. Comparația este validată de schema logică prin intermediul bistabilului *CI* 14.

Semnalul de tact pentru funcționarea schemei este generat de oscilatorul comandat realizat cu *CI* 8; există o resetare inițială (la pornirea alimentării schemei) a schemei de testare, determinată de grupul R_2, C_1. Semireglabilul *P* este necesar pentru ajustarea ieșirii convertorului *D/A* astfel încît tensiunea corespunzătoare stării inițiale (0) să fie ușor pozitivă (de aproximativ 5 mV); acest lucru se observă imediat prin oprirea testării (după startare) chiar pe starea inițială.

● Cu circuitul integrat β*DAC* 08 se pot obține valori foarte mici pentru timpul de stabilire (tipic 100 ns) pentru $I_{REF} = 2$ mA. Proiectarea judicioasă a schemelor și a cablajelor acestora contribuie la utilizarea convertorului în condiții pentru performanțe maxime de viteză în testare sau aplicații.

Proiectarea circuitului integrat β*DAC* 08 a condus la obținerea unor valori pentru timpii de stabilire pentru fiecare bit în ordine crescătoare în raport cu ponderea biților. Astfel timpul de stabilire pentru *LSB* (bitul cel mai puțin semnificativ) este de 45 ns, iar pentru *MSB* (bitul cel mai semnificativ) de 100 ns; rezultă că timpul de stabilire pentru toți biții este de 100 ns (fiind determinat de cea mai mare dintre valorile timpilor de stabilire ai fiecăruia din cei opt biți).

Capacitatea de ieșire a convertorului β*DAC* 08 (ținînd seama de capsulă) este de aproximativ 15 pF; de aceea constanta de timp a ieșirii devine importantă în raport cu timpul de stabilire, dacă rezistența de sarcină, $R_L > 500\ \Omega$.

Timpul de stabilire și timpul de propagare sînt practic insensibili în raport cu amplitudinea și fronturile impulsurilor în intrările logice ale convertorului datorită amplificării foarte mari a etajelor de comutare din β*DAC* 08. Timpul de stabilire rămîne practic neschimbat pentru valori ale lui I_{REF} sub 2 mA pînă la 1 mA, după care începe să crească pentru valori sub 1 mA. Principalul avantaj în cazul cînd I_{REF} are valori ridicate constă în posibilitatea de a utiliza rezistențe de sarcină mai mici pentru un anumit nivel de tensiune la ieșire; astfel se micșorează influența constantei de timp *RC* de la ieșire.

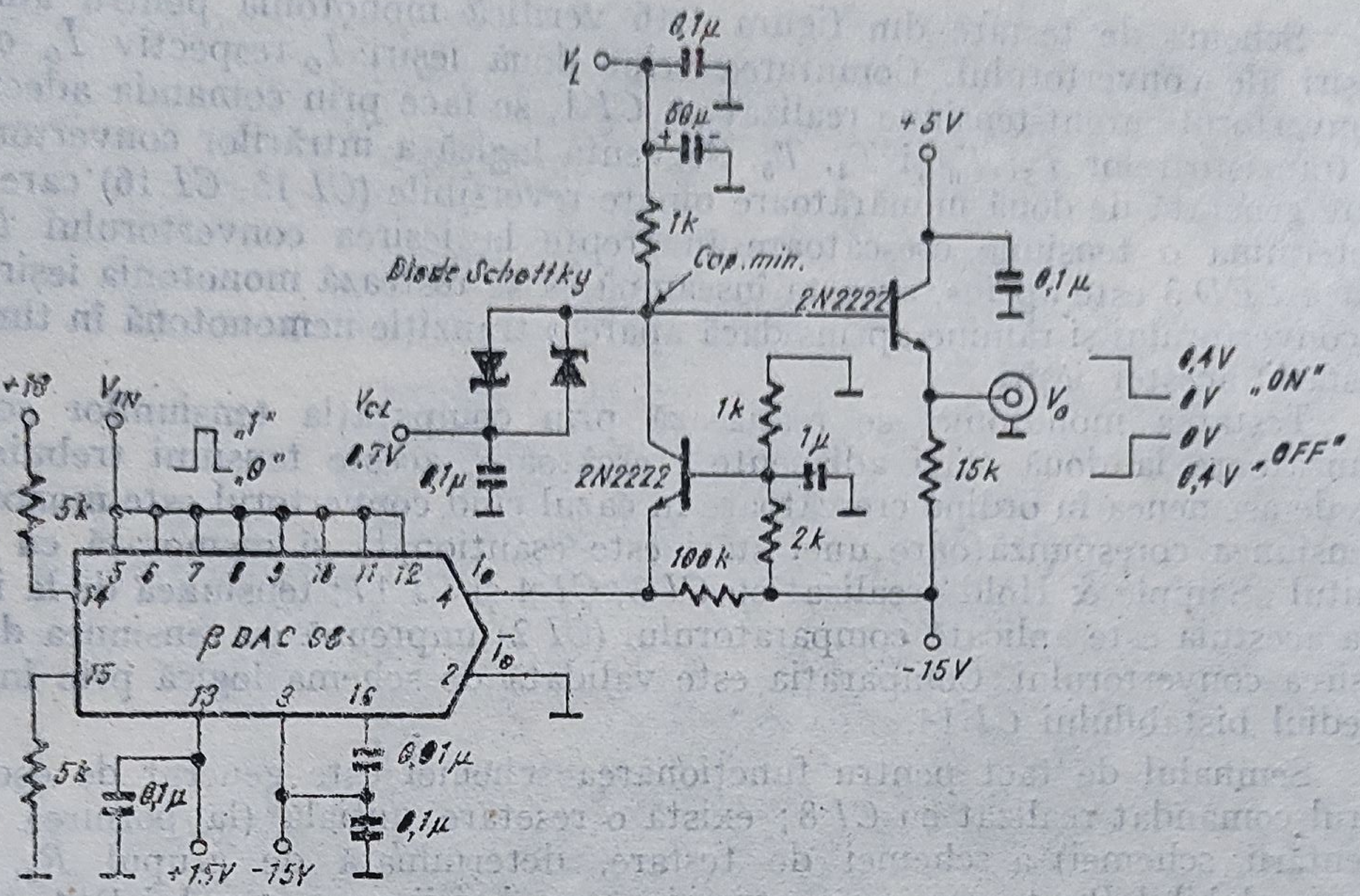


Fig. 1.17. Schema circuitului pentru măsurarea timpului de stabilire.

Măsurarea timpului de stabilire necesită facilitatea de a măsura cu precizie $\pm 4\mu A$, deci este necesară o sarcină de 1 kΩ pentru a asigura un nivel de tensiune corespunzător pentru osciloscop. În figura 1.17 se prezintă schema electrică propusă pentru măsurarea timpului de stabilire. Se observă utilizarea montajului cascodă la ieşirea convertorului ceea ce permite utilizarea unor rezistenţe de sarcină de 1 kΩ pentru o capacitate parazită echivalentă mai mică de 5 pF.

Vîrfurile tranzitorii (glitch-uri) pentru convertorul de 8 biţi sînt foarte mici şi pot fi anihilate utilizînd sarcini capacitive de valoare mică astfel încît timpul de stabilire să sufere o creştere minimă.

Îmbunătăţirea performanţelor de viteză ale convertorului se realizează utilizînd terminale scurte, minimizînd capacitatea la ieşire şi rezistenţa de sarcină precum şi printr-o filtrare adecvată a tensiunilor de alimentare, a terminalelor pentru referinţa convertorului şi tensiunea de prag logic. Alimentarea circuitului nu necesită valori mari pentru capacităţile de filtraj deoarece curentul de alimentare este practic independent de stările logice pentru intrări; de aceea capacităţile de 0,1 µF sînt acoperitoare pentru a realiza o protecţie totală la comutări parazite.

Utilizarea diodelor Schottky în schema din figura 1.17 asigură o minimizare a capacităţii parazite pentru sarcina de 1 kΩ a convertorului. Valorile pentru tensiunea V_L în cazul măsurătorilor pentru timpul de stabilire *ON*

(tranziția 0→1 a tensiunii V_{IN}) și *OFF* (tranziția 1→0 a tensiunii V_{IN}) sînt următoarele

	ON	*OFF*
V_L(V)	2,7	0,7

● Un parametru important pentru viteza de transmisie a informației de la intrarea de referință la ieșirea convertorului (cînd comenzile logice sînt neschimbate pentru cei opt biți) este viteza maximă de variație a curentului (**slew-rate — SR**). Valoarea acestui parametru este practic determinată de amplificatorul referinței (vezi figura 1.1 și 1.3) de la intrarea referinței convertorului.

În figura 1.18 se prezintă o schemă electrică de măsură a Slew-Rate-ului pentru curentul de referință. Această măsurătoare se poate face pentru fiecare din ieșirile convertorului (în funcție de valoarea tensiunii V_c aplicată pe intrările logice). Pentru $V_c = 1$ se măsoară ieșirea directă de curent, iar pentru $V_c = 0$ se măsoară ieșirea complementară de curent.

Curentul de referință în impulsuri se obține cu tensiunea V_{IN}, avînd amplitudinea de 10 V și fronturi foarte bune (sub 100 ns pentru o măsurătoare corectă a Slew-Rate-ului în ieșire), se obțin impulsuri de curent avînd stările extreme determinate de valorile:

$$I_{REF\ min} = \frac{V_{IN\ min}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{0\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} + \frac{10\ \text{V}}{100\ \text{k}\Omega} = 0{,}1\ \text{mA}$$

$$I_{REF\ max} = \frac{V_{IN\ max}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{10\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} + \frac{10\ \text{V}}{100\ \text{k}\Omega} = 2{,}1\ \text{mA}$$

Curentul de referință variază între limitele extreme date mai sus cu fronturi determinate de tensiunea V_{IN}.

Se măsoară la ieșirea convertorului (terminalul 4 sau 2) viteza de variație a tensiunii pe rezistența de sarcină de 1 kΩ, deoarece tensiunea este proporțională cu curentul din ieșire, această valoare pentru viteza de variație a tensiunii este chiar „Slew-Rate"-ul curentului de referință în impulsuri, măsurat la ieșire.

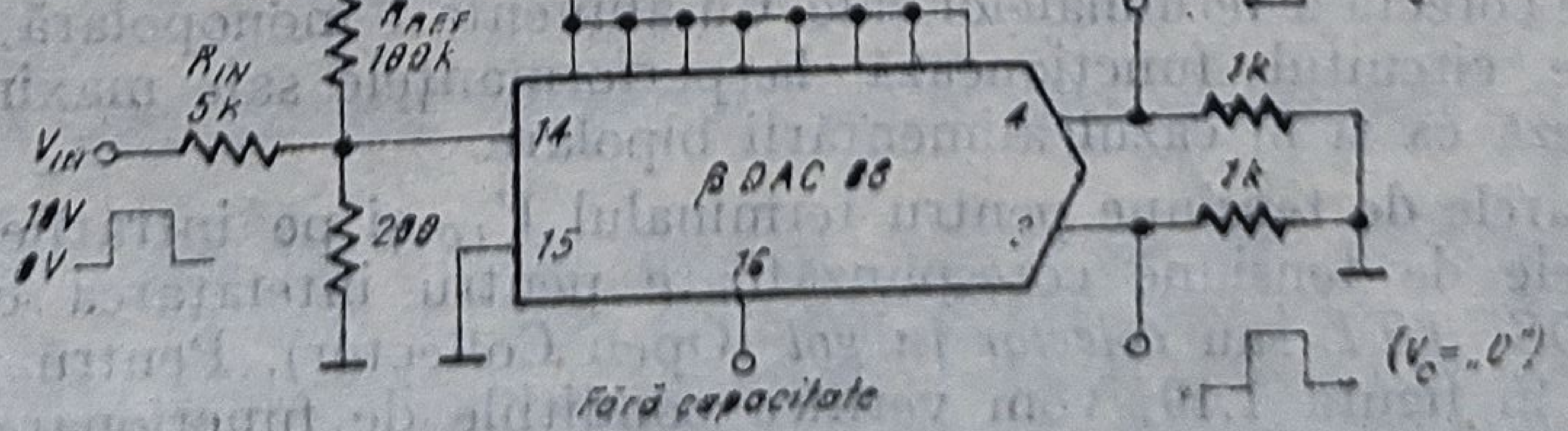


Fig. 1.18. Schema pentru măsurarea parametrului *SR* (Slew — Rate).

Trebuie observat că schema din figura 1.18 nu utilizează nici un condensator de compensare în terminalul 16, pentru a obţine valoarea „Slew-Rate"-ului proprie circuitului.

1.5. Scheme fundamentale de utilizare

1.5.1. Alimentarea circuitului

Convertorul βDAC 08 funcţionează într-un domeniu larg al tensiunilor de alimentare de la 9 V pînă la 36 V. În cazul utilizării unor surse de alimentare de ± 5 V (sau minimum $\pm 4{,}5$ V), se recomandă curenţi de referinţă $I_{REF} \simeq 1$mA. Pentru valori reduse ale curentului de referinţă (I_{REF}) scade consumul de putere al circuitului şi creşte excursia de tensiune negativă la ieşire, domeniul de mod comun pentru tensiuni negative în intrările amplificatorului referinţei, domeniul tensiunilor negative în intrările logice, domeniul tensiunilor negative în terminalul control prag logic. De exemplu, cazul în care convertorul este alimentat cu tensiunea negativă de $-4{,}5$ V iar $I_{REF} = 2$ mA nu este recomandat deoarece excursia de tensiune negativă la ieşire va fi redusă practic la zero.

Funcţionarea circuitului este posibilă dacă tensiunea totală, de alimentare (între V^+ şi V^-) este de cel puţin 8 V.

Acest circuit funcţionează chiar cu tensiuni de alimentare nesimetrice deoarece este insensibil la variaţiile tensiunilor de alimentare. Utilizarea unei baterii pentru alimentarea circuitului este posibilă deoarece nu există nici o conexiune electrică între terminale de alimentare şi punctul de masă; totuşi trebuie creat un punct de masă între tensiunile V^+ şi V^- astfel încît comenzile logice să aibă un domeniu de lucru corect.

Puterea consumată se poate calcula astfel:

$$P_d = (I^+)(V^+) + (I^-)(V^-) + 2I_{REF}(V^-).$$

Datorită proiectării optimizate a circuitului, curentul de alimentare al acestuia este practic constant, indiferent de stările intrărilor logice. Acest lucru contribuie la dimensionarea capacităţilor de decuplare a tensiunilor de alimentare pentru valori reduse.

Alimentarea de la o singură sursă

Convertorul βDAC 08 poate fi alimentat de la o singură sursă dacă există o polarizare corectă a terminalelor sale. Cu alimentare monopolară, care poate fi o baterie, circuitul funcţionează la performanţele sale maxime de precizie şi viteză ca şi în cazul alimentării bipolare.

Divizoarele de tensiune pentru terminalul V_{LC} şi pe intrările logice asigură nivelele de tensiune corespunzătoare pentru intefaţarea cu familiile logice *CMOS*, *TTL* sau *colector în gol* (Open Collector). Pentru polarizările prezentate în figura 1.19, vom verifica condiţiile de funcţionare corectă a convertorului βDAC 08:

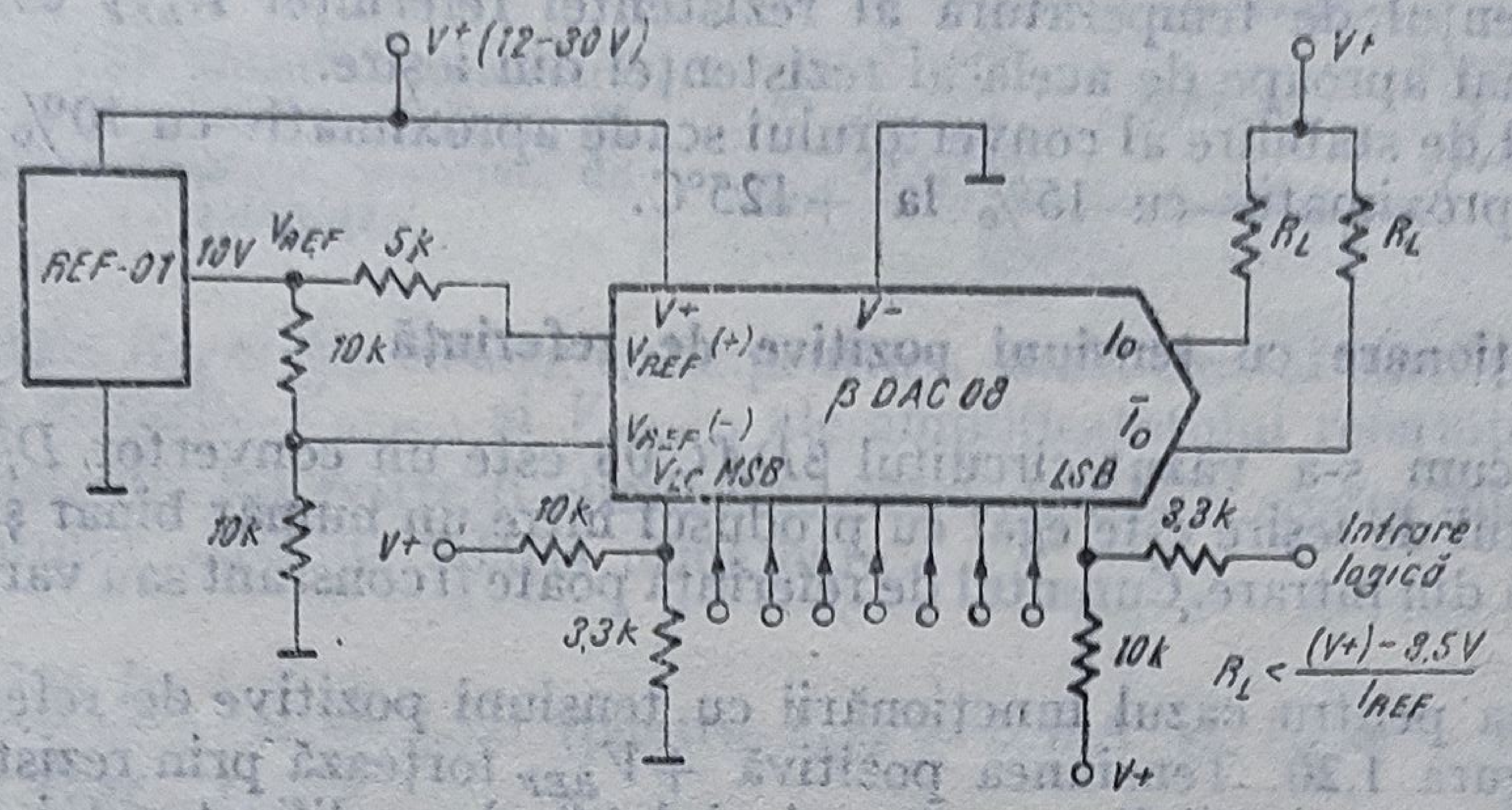


Fig. 1.19. Alimentarea cu o singură sursă a convertorului βDAC 08.

• potențialul de mod comun al intrărilor amplificatorului referinței trebuie să satisfacă relațiile:

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = \frac{1}{2} V_{REF} = 5\ \text{V} < (V^+)_{\min} - 1{,}5\ \text{V} = 10{,}5\ \text{V},$$

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = 5\ \text{V} > (V^-) + 2{,}5\ \text{V} + 1\ \text{k}\Omega\ I_{REF} = 3{,}5\ \text{V}.$$

• potențialul intrării de control a pragului logic (V_{LC}) trebuie să verifice relațiile:

$$(V_{LC})_{\min} = \frac{3{,}3}{13{,}3}(V^+)_{\min} = 3\ \text{V} > (V^-) + 2{,}5\ \text{V} + 1\ \text{k}\Omega\ I_{REF} - 1{,}4\ \text{V} = 2{,}1\ \text{V},$$

$$(V_{LC})_{\min} = 3\ V < (V^+) - 1{,}5\ \text{V} - 1{,}4\ \text{V} = 9{,}1\ \text{V}.$$

• potențialul în intrările logice se obține prin superpoziția tensiunilor logice de intrare cu divizoarele 10 kΩ/3,3 kΩ identice cu acela de la intrarea V_{LC}.

• potențialele în ieșirile convertorului (I_o și $\overline{I}_o$) trebuie să verifice condiția următoare $\left(\text{pentru } R_L < \frac{(V^+) - 3{,}5\ \text{V}}{I_{REF}}\right)$:

$$V_o, \overline{V}_o = (V^+) - R_L I_{REF} \geq 3{,}5\ V \geq (V^-) + 2{,}5\ \text{V} + 1\ \text{k}\Omega \cdot I_{REF} = 3{,}5\ \text{V}.$$

1.5.2. Observații asupra comportării circuitului în temperatură

Specificațiile de neliniaritate și monotonie ale circuitului βDAC 08 sînt garantate pentru întregul domeniu al temperaturii de funcționare (vezi tabelul 1.2). Deriva termică a curentului de ieșire la capăt de scală este mică valoare tipică de ±10 ppm/°C, iar curentul „de zero" la ieșire precum și deriva sa termică sînt neglijabile în comparație cu 1/2 *LSB*.

Coeficientul de temperatură al rezistenţei referinţei R_{REF} este indicat să fie cît mai aproape de acela al rezistenţei din ieşire.

Timpul de stabilire al convertorului scade aproximativ cu 10% la —55°C şi creşte aproximativ cu 15% la +125°C.

1.5.3. Funcţionare cu tensiuni pozitive de referinţă

După cum s-a văzut circuitul βDAC 08 este un convertor D/A pentru care curentul de ieşire este egal cu produsul între un număr binar şi curentul de referinţă din intrare. Curentul de referinţă poate fi constant sau variabil între 0 şi 4 mA.

Schema pentru cazul funcţionării cu tensiuni pozitive de referinţă este dată în figura 1.20. Tensiunea pozitivă $+V_{REF}$ forţează prin rezistenţa R_{14}, un curent în terminalul $V_{REF(+)}$ (terminalul *14*) al amplificatorului referinţei. Rezistenţa R_{15} se alege egală cu R_{14} pentru compensarea curentului de intrare al amplificatorului referinţei.

Curentul de ieşire la capăt de scală este o funcţie liniară de curentul de referinţă:

$$I_{FS}=\frac{255}{256}I_{REF}.$$

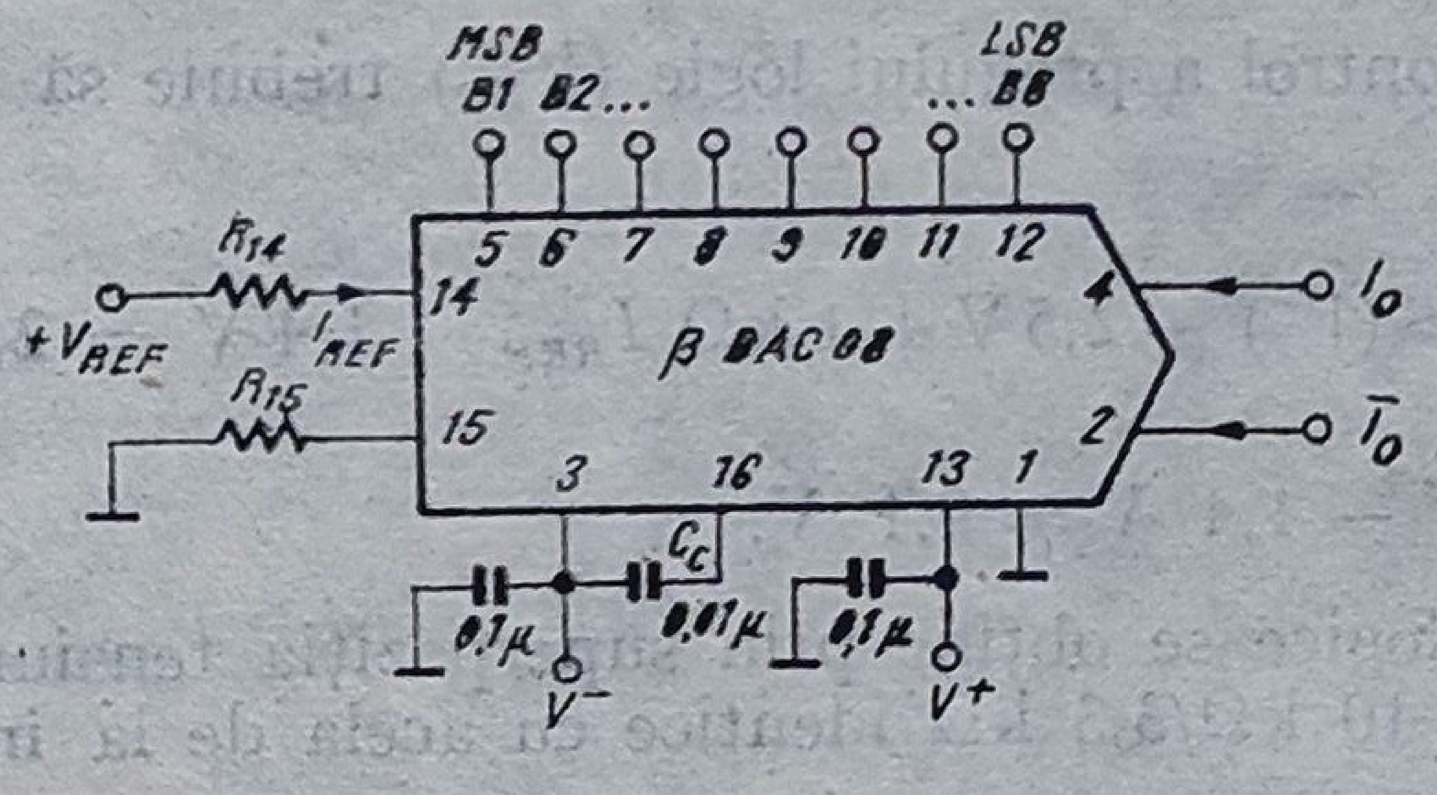


Fig. 1.20. Modul de conectare a convertorului βDAC08 pentru tensiune pozitivă de referinţă.

1.5.4. Funcţionare cu tensiuni negative de referinţă

Altă variantă de polarizare a convertorului şi obţinere a curentului de referinţă se prezintă în figura 1.21. Se aplică o tensiune negativă terminalului $V_{REF(-)}$ (terminalul *15*) al amplificatorului referinţei; curentul de referinţă, I_{REF}, circulă prin rezistenţa R_{14} de la masă în intrarea $V_{REF(+)}$, iar din terminalul $V_{REF(-)}$ iese curentul de polarizare al intrării inversoare, I_{15}, neglijabil faţă de I_{REF} (valoarea tipică pentru I_{15} este —1 μA). Astfel sursa de tensiune $-V_{REF}$ primeşte curentul I_{15}, practic neglijabil; există deci avantajul unei impedanţe foarte mari de intrare în terminalul *15*. Tensiunea în terminalul *14* este egală cu aceea din terminalul *15* datorită cîştigului mare al amplificatorului intern al referinţei, astfel încît

$$I_{REF}=\frac{V_{REF}}{R_{14}}.$$

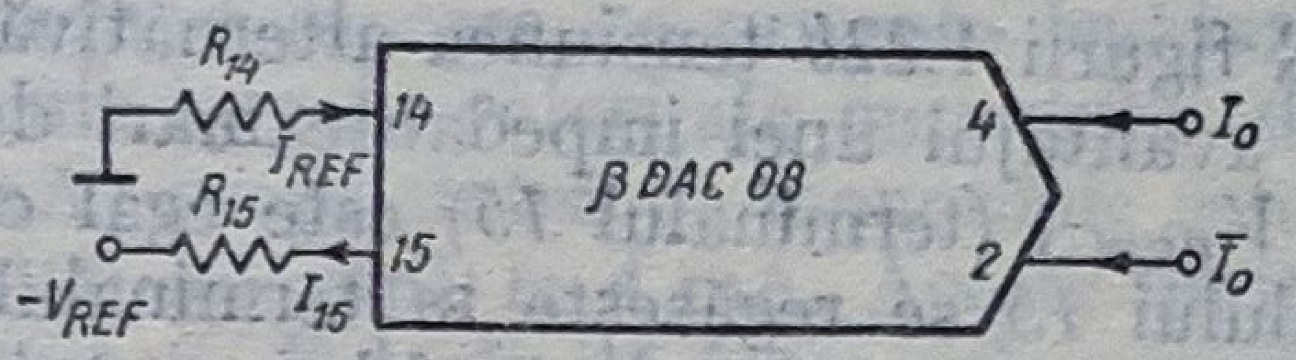


Fig. 1.21. Modul de conectare a convertorului β*DAC* 08 pentru tensiune negativă de referință.

Rezistențele R_{14} și R_{15} se aleg egale pentru a anula efectul curenților de polarizare în intrările $V_{REF(-)}$ și $V_{REF(+)}$ ale amplificatorului referinței.

Rezistența R_{15} poate fi eliminată, conducînd la o eroare mică la ieșirea convertorului, dată de relația următoare:

$$\left|\frac{256\, I_{15}}{I_{REF}}\right| \simeq \frac{1}{8}\, LSB \text{ (pentru } I_{REF} = 2 \text{ mA și } I_{15} = -1\ \mu\text{A)}$$

1.5.5. Funcționare cu tensiune alternativă de referință

Convertorul β*DAC* 08 poate funcționa cu tensiuni alternative de referință dacă se introduce o componentă de curent continuu pentru intrarea de referință. Astfel în figura 1.22*a* se prezintă cazul cînd tensiunea alternativă se aplică în intrarea neinversoare prin rezistența R_{IN}.

Curentul ce intră în terminalul *14* va fi:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} + \frac{V_{IN}}{R_{IN}}.$$

Deoarece acest curent (I_{14}) trebuie să fie pozitiv, amplitudinea tensiunii alternative trebuie să satisfacă condiția:

$$V_{IN\,\max} < \frac{R_{IN}}{R_{REF}}\, V_{REF}$$

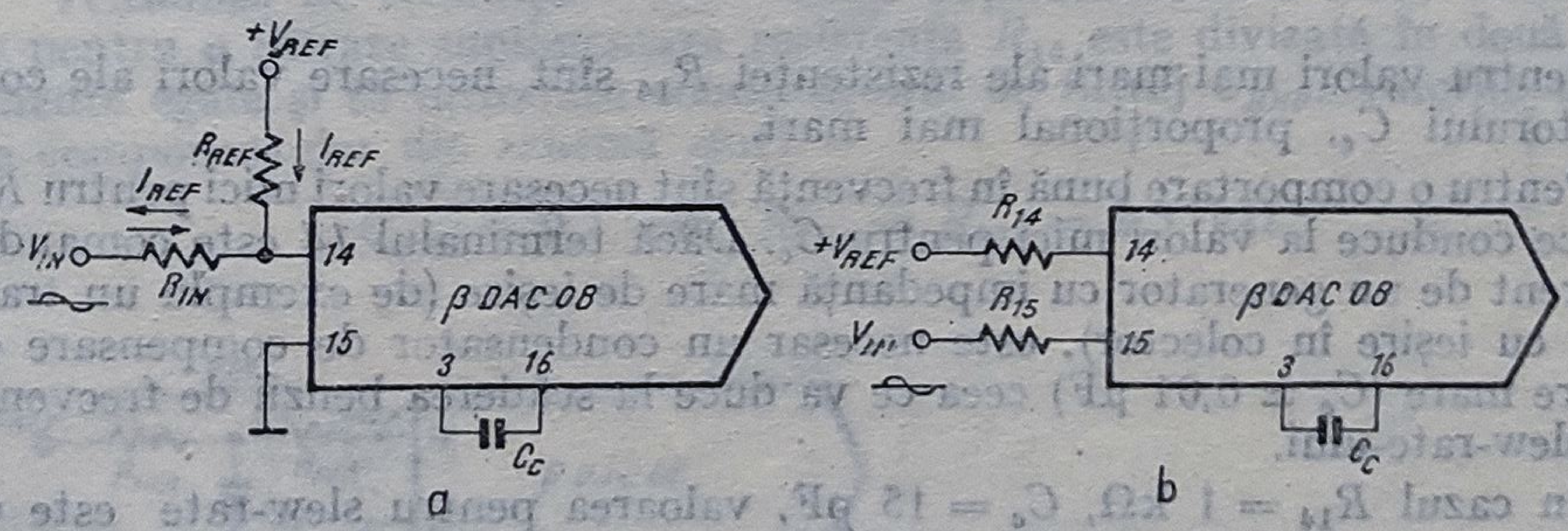


Fig. 1.22. Modul de conectare a convertorului β*DAC* 08 pentru tensiuni alternative de referință.

În cazul figurii 1.22*b* tensiunea alternativă se aplică intrării inversoare, prezentînd avantajul unei impedanțe mari de intrare, încît potențialul terminalului $V_{REF(-)}$ (terminalul *15*) este egal cu V_{IN}; de asemenea potențialul terminalului *15* se regăsește în terminalul *14*, datorită cîștigului ridicat al amplificatorului referinței. Astfel curentul de referință, care intră în terminalul *14*, are expresia:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{14}} - \frac{V_{IN}}{R_{14}}.$$

Deoarece curentul I_{14} trebuie să fie pozitiv, se obține pentru amplitudinea tensiunii alternative V_{IN} următoarea condiție:

$$V_{IN\,\max} < V_{REF}.$$

Pentru tensiunile de mod comun, negativă respectiv pozitivă, în intrările amplificatorului referinței, avem relațiile:

$$V_{CM-} = (V^-) + I_{REF} \times 1\ \text{k}\Omega + 2{,}5\ \text{V},$$

$$V_{CM+} = (V^+) - 1{,}5\ \text{V}.$$

Deoarece în cazul aplicației din figura 1.22*b* tensiunea de mod comun la intrare este chiar V_{IN}, amplitudinea acesteia trebuie să satisfacă condițiile:

$$V_{IN\,\max} \leqslant |V_{CM-}|$$

$$V_{IN\,\max} \leqslant V_{CM+}$$

Utilizarea convertorului în aplicații de curent alternativ necesită compensarea amplificatorului de intrare cu un condensator C_c conectat între terminalele *16* și *3* (alimentare V^-). Valoarea acestuia este corelată cu impedanța echivalentă în terminalul *14*, pentru a asigura stabilitatea în frecvență a circuitului; următoarele valori pentru C_c și R_{14} sînt tipice:

R_{14}(kΩ)	1	2,5	5
C_c(pF)	15	37	75

Pentru valori mai mari ale rezistenței R_{14} sînt necesare valori ale condensatorului C_c, proporțional mai mari.

Pentru o comportare bună în frecvență sînt necesare valori mici pentru R_{14} ceea ce conduce la valori mici pentru C_c. Dacă terminalul *14* este comandat în curent de un generator cu impedanță mare de ieșire (de exemplu un tranzistor cu ieșire în colector), este necesar un condensator de compensare de valoare mare ($C_c \simeq 0{,}01\ \mu$F) ceea ce va duce la scăderea benzii de frecvență și a slew-rate-ului.

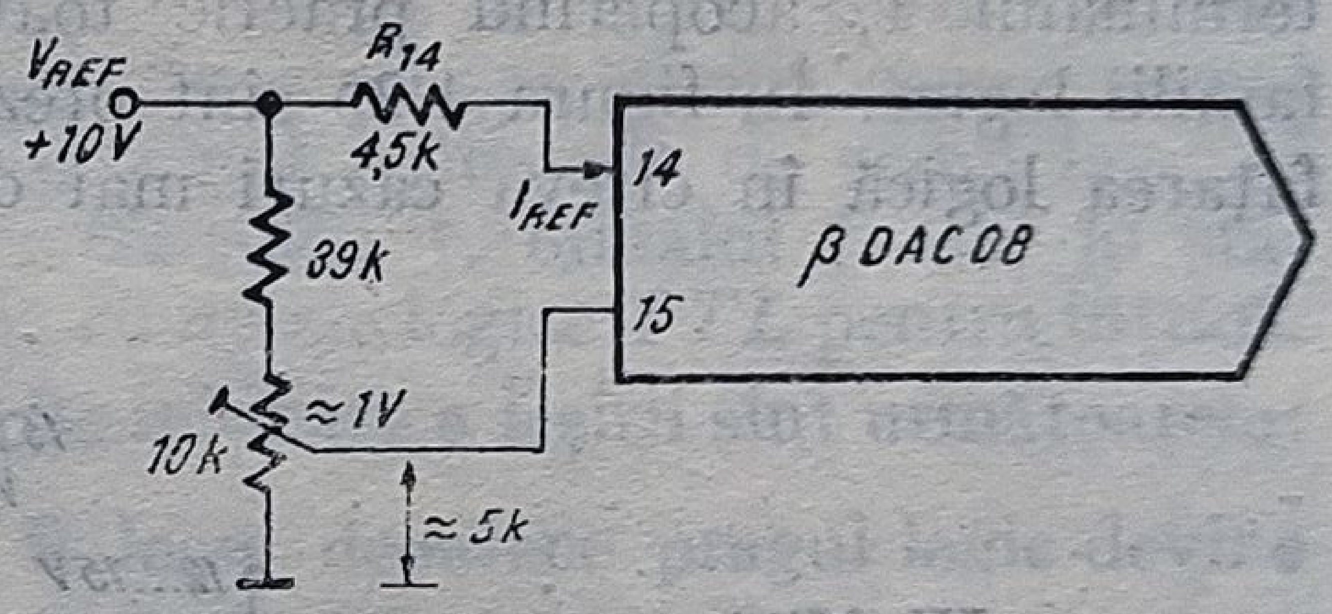
În cazul $R_{14} = 1$ kΩ, $C_c = 15$ pF, valoarea pentru slew-rate este de 4 mA/μs, ceea ce face posibilă tranziția curentului la ieșirea convertorului de la 0 la 2 mA în 500 ns.

Comportarea liniară a convertorului în ceea ce privește legătura între I_{REF} și I_{FS} se păstrează pe un domeniu larg de valori ale curentului de referință, I_{REF}, de la 4 μA pînă la 4 mA; proprietatea de monotonie este realizată numai în domeniul de valori 100 μA pînă la 4 mA. Aceste limite indicate mai sus stabilesc legătura ce trebuie îndeplinită între valoarea amplitudinii tensiunii alternative V_{IN} și a tensiunii continue V_{REF}, pentru o funcționare corectă a schemelor din figura 1.22

1.5.6. Ajustarea curentului de ieșire la capăt de scală

Pentru cele mai multe aplicații diferența foarte mică între I_{REF} și I_{FS} elimină necesitatea ajustării curentului de referință pentru a obține la ieșirea convertorului o valoare pentru curent la capăt de scală cît mai apropiată de valoarea ideală. Dacă este necesară, ajustarea se realizează simplu, modificînd valoarea lui R_{14} sau folosind un potențiometru în locul rezistenței R_{14}. O metodă îmbunătățită de ajustare este prezentată în schema din figura 1.23. În acest caz se elimină practic efectul potențiometrului de reglaj din punctul de vedere al coeficientului său termic.

Fig. 1.23. Ajustarea curentului la capăt de scală.



1.5.7. Obținerea curentului de referință

Pentru obținerea curentului de referință se recomandă schema din figura 1.24, pentru care avem relația:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{14}}.$$

Tensiunea de referință, V_{REF} trebuie obținută de la o sursă stabilizată iar pentru o filtrare suplimentară rezistența R_{14} este divizată în două componente egale și se introduce condensatorul de filtraj C_{REF}. Valorile uzuale ale componentelor din schemă sînt:

$$C_{REF} = 0,1\ \mu F,\ R_{14A} = R_{14B} = 2,5\ k\Omega.$$

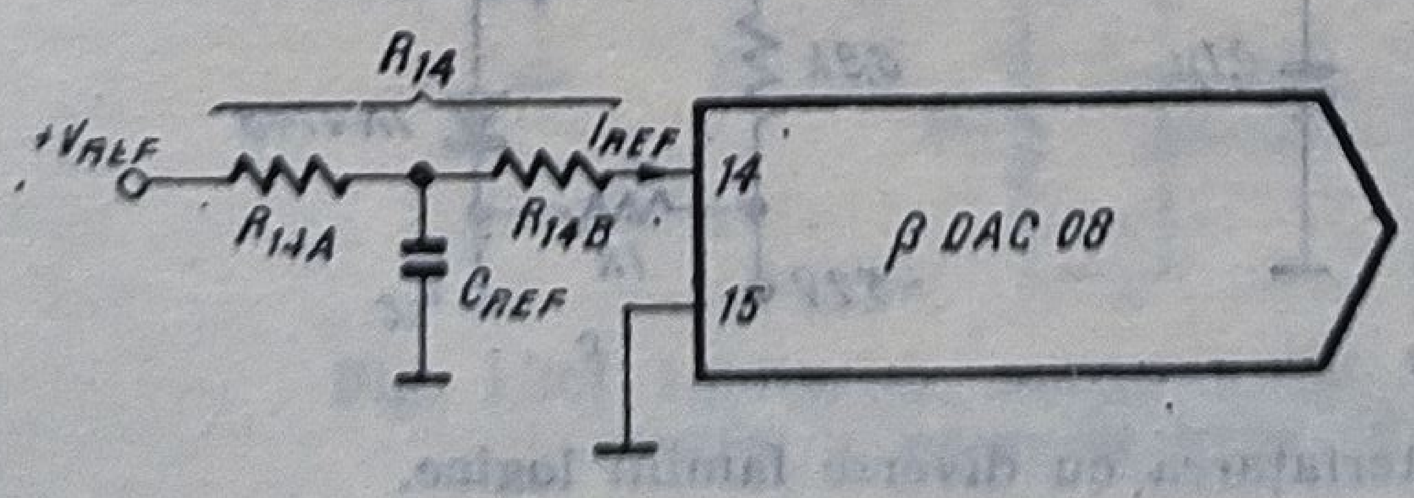


Fig. 1.24. Obținerea curentului de referință.

Domeniul de variație de curent continuu pentru I_{REF} se recomandă să fie de la 0,2 mA pînă la 4,0 mA.

1.5.8. Obținerea tensiunii de control a pragului logic pentru diverse familii logice

Proiectarea circuitului β*DAC* 08 a condus la realizarea unei scheme de interfațare logică cu toate familiile logice și care asigură imunitate mare la zgomot. Acest lucru este posibil datorită excursiei mari de tensiune în intrările logice precum și tensiunii de prag logic complet ajustabilă. Astfel pentru $V^- = -15$ V, tensiunile logice în intrări pot să varieze între -10 V și $+18$ V ceea ce face posibilă interfațarea directă cu familia logică $+15$ V *CMOS*, chiar dacă circuitul β*DAC* 08 este alimentat de la $+5$ V.

Limita negativă pentru tensiunea în intrările logice și pentru tensiunea de prag logic este $V^- + 1\ \text{k}\Omega \times I_{REF} + 2{,}5$ V. Tensiunea de prag logic se poate regla într-un domeniu larg cu ajutorul tensiunii de control prag logic, terminalul 1, acoperind practic toate nivelele corespunzătoare diverselor familii logice. În figura 1.25 sînt prezentate schemele electrice pentru interfațarea logică în cîteva cazuri mai des întîlnite.

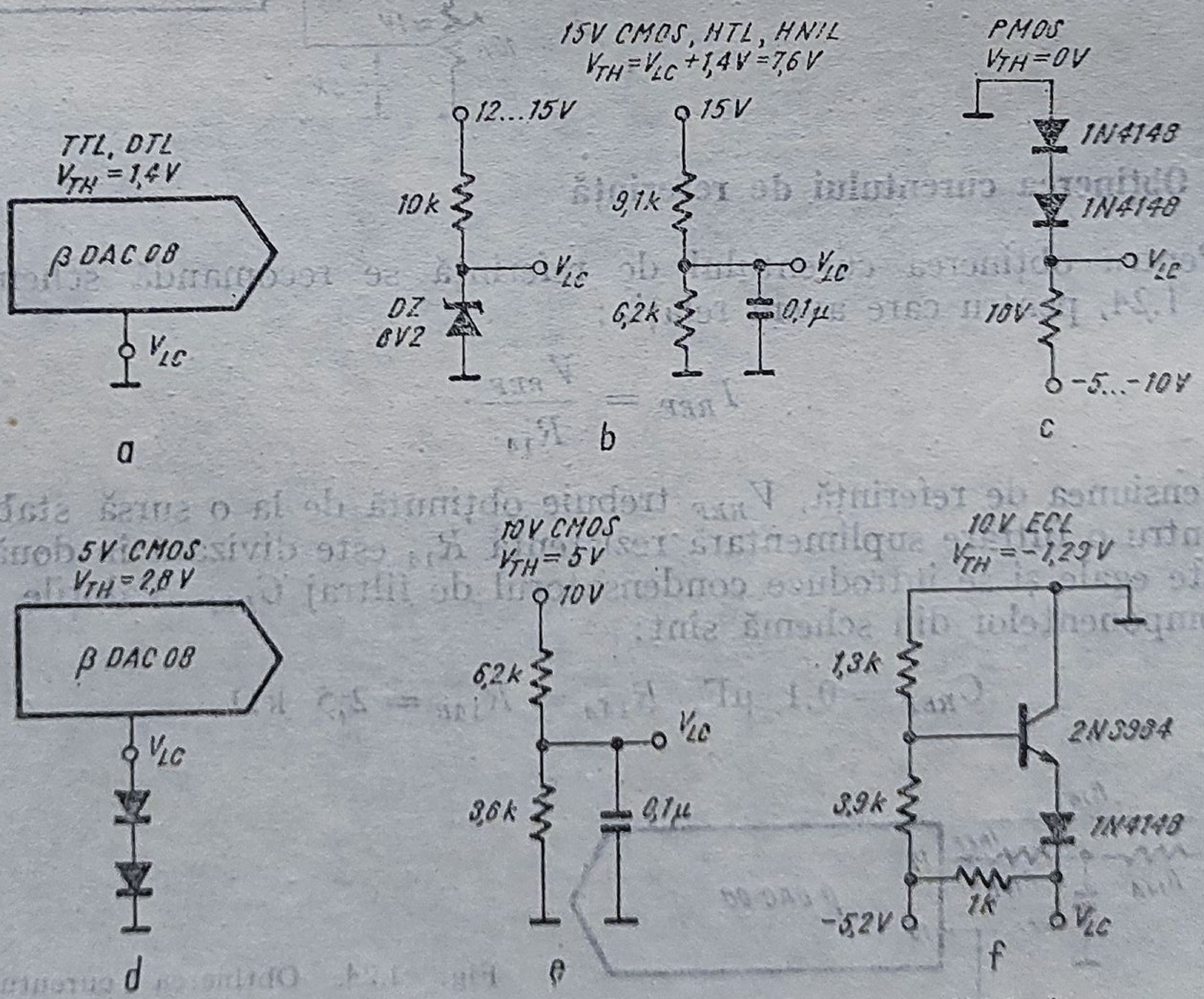


Fig. 1.25. Schema pentru interfațarea cu diverse familii logice.

Practic se poate considera că tensiunea de prag logic, V_{TH}, este mai mare cu 1,4 V decît tensiunea de control prag logic, V_{LC}.

În cazul schemei de interfațare cu logica *ECL* se recomandă $I_{REF} \simeq 1$ mA.

Toate schemele de interfațare logică trebuie să țină seama de faptul că în terminalul *1* se generează în exterior un curent constant avînd o valoare de aproximativ 100 μA.

Pentru a obține valori mici pentru timpul de stabilire trebuie ca impedanța echivalentă în terminalul *1* să fie cît mai mică, lucru de care se ține seama la dimensionarea schemelor pentru interfațare logică.

1.5.9. Inhibarea ieșirii convertorului

Deoarece convertorul β*DAC* 08 are pragul logic al intrărilor variabil în funcție de tensiunea de control a pragului logic, inhibarea curentului de ieșire se realizează ușor cu circuitul prezentat în figura 1.26.

În mod normal pentru nivelele logice *TTL*, terminalul *1* (V_{LC}) este conectat la masă; dacă acest terminal se conectează la ieșirea unui inversor cu colectorul în gol legat printr-un rezistor la sursa de +5V, toate cele opt intrări logice capătă semnificația de 0 logic. În acest caz circulă curent numai în ieșirea I_o, iar în ieșirea $\overline{I_o}$ curentul este nul indiferent de codul logic al intrărilor. Cînd ieșirea inversorului care comandă terminalul *1* este în starea 0, se restabilește funcționarea normală cu nivele logice *TTL* pentru intrări.

Cîteva caracteristici ale acestui mod de inhibare a ieșirii sînt următoarele:

- intrările logice sînt considerate 0 logic deoarece pragul logic devire 6,4 V în timpul inhibării, depășind nivelele logice *TTL*;
- este folosită o singură linie pentru controlul inhibării;
- oferă o modalitate simplă de utilizare în aplicațiile de multiplicare;

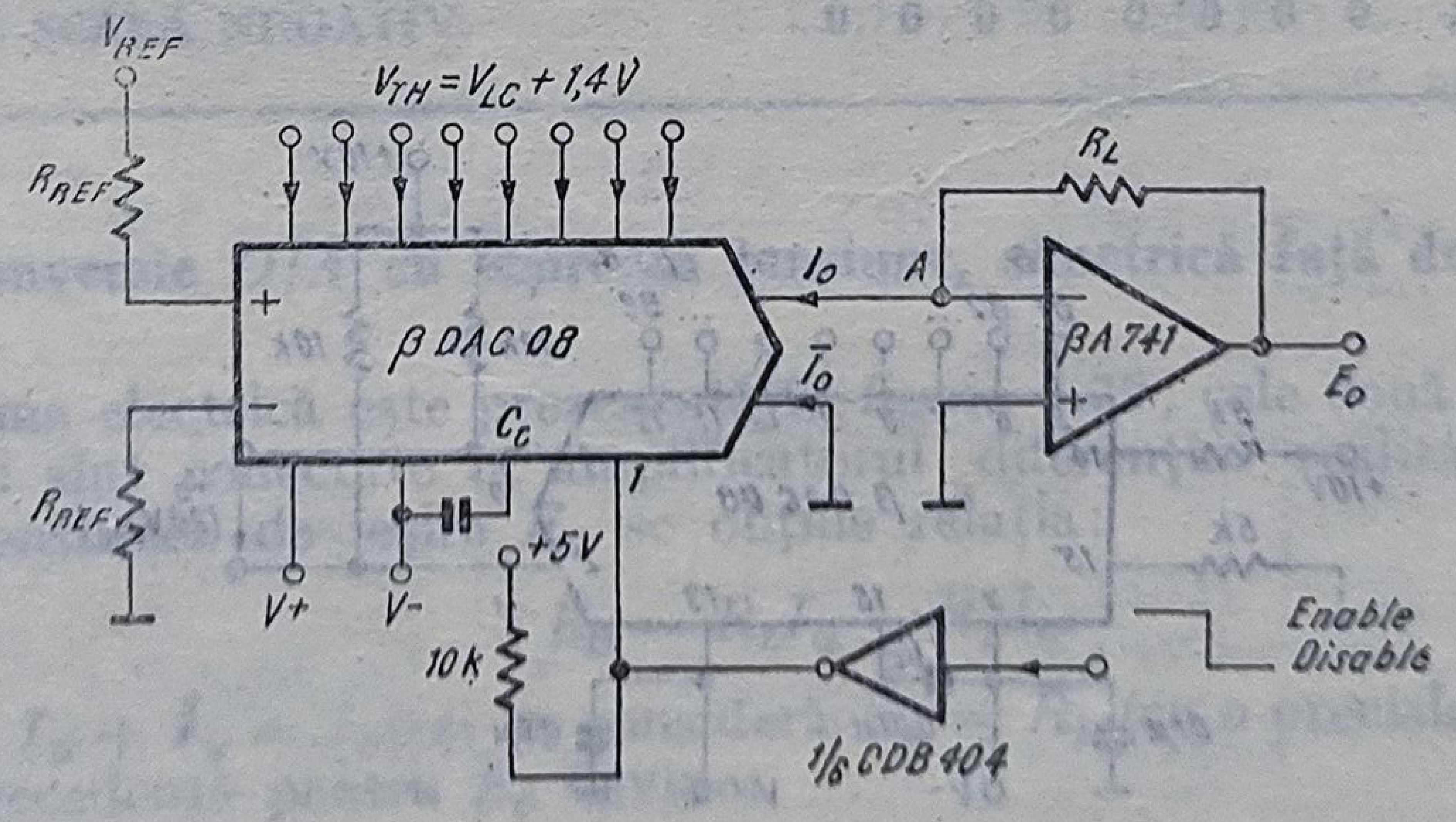


Fig. 1.26. Inhibarea convertorului β*DAC* 08 prin intrarea de control a pragului logic (V_{LC} — terminalul *1*).

- dacă în punctul A din intrarea convertorului curent/tensiune ce furnizează tensiunea E_0, sînt conectate mai multe ieşiri ale convertoarelor β*DAC* 08, pentru multiplexare procedeul prezentat este foarte simplu;
- acest mod de inhibare este foarte rapid faţă de cazul cînd inhibarea se realizează prin anularea curentului de referinţă.

1.5.10. Conversie *D*/*A* cu sarcină rezistivă şi ieşire diferenţială

Pentru convertorul β*DAC* 08 există două ieşiri de curent absorbit, una directă cealaltă complementară care verifică relaţia $I_O + \bar{I}_O = I_{FS}$. Curentul de ieşire directă apare atunci cînd se aplică 1 logic pe intrările logice. Cînd numărul binar corespunzător celor opt intrări logice creşte, curentul I_O creşte proporţional (cazul unui convertor de logică pozitivă), iar curentul $\bar{I}_O$ descreşte proporţional (cazul unui convertor de logică negativă). Dacă se aplică 0 logic pe intrările logice, curentul I_O este anulat iar $\bar{I}_O$ este egal cu I_{FS}. Cînd numărul binar pentru cele opt intrări descreşte, curentul $\bar{I}_O$ creşte proporţional (cazul unui convertor de logică negativă), iar curentul I_O descreşte proporţional (cazul unui convertor de logică pozitivă). Ambele ieşiri pot fi folosite simultan, dacă una din ieşiri nu este folosită, trebuie conectată la masă sau la un punct capabil să genereze curentul I_{FS}.

Ambele ieşiri au un domeniu larg în tensiune, făcînd posibilă o conversie rapidă curent-tensiune cu ajutorul unei rezistenţe conectate la masă sau la o sursă de tensiune. Excursia pozitivă de tensiune în ieşiri este de 36 V peste V^- şi este independentă de tensiunea pozitivă de alimentare. Excursia negativă de tensiune este $(V^-) + 1\ \mathrm{k}\Omega \times I_{REF} + 2{,}5\ \mathrm{V}$.

Schema electrică pentru ieşire diferenţială pe sarcini rezistive este prezentată în figura 1.27, în această configuraţie se dublează tensiunea faţă de cazul ieşirii nediferenţiale. Această variantă este utilizată în aplicaţii speciale cum ar fi comanda transformatoarelor, a bobinelor de deflexie ale tuburilor cinescop etc.

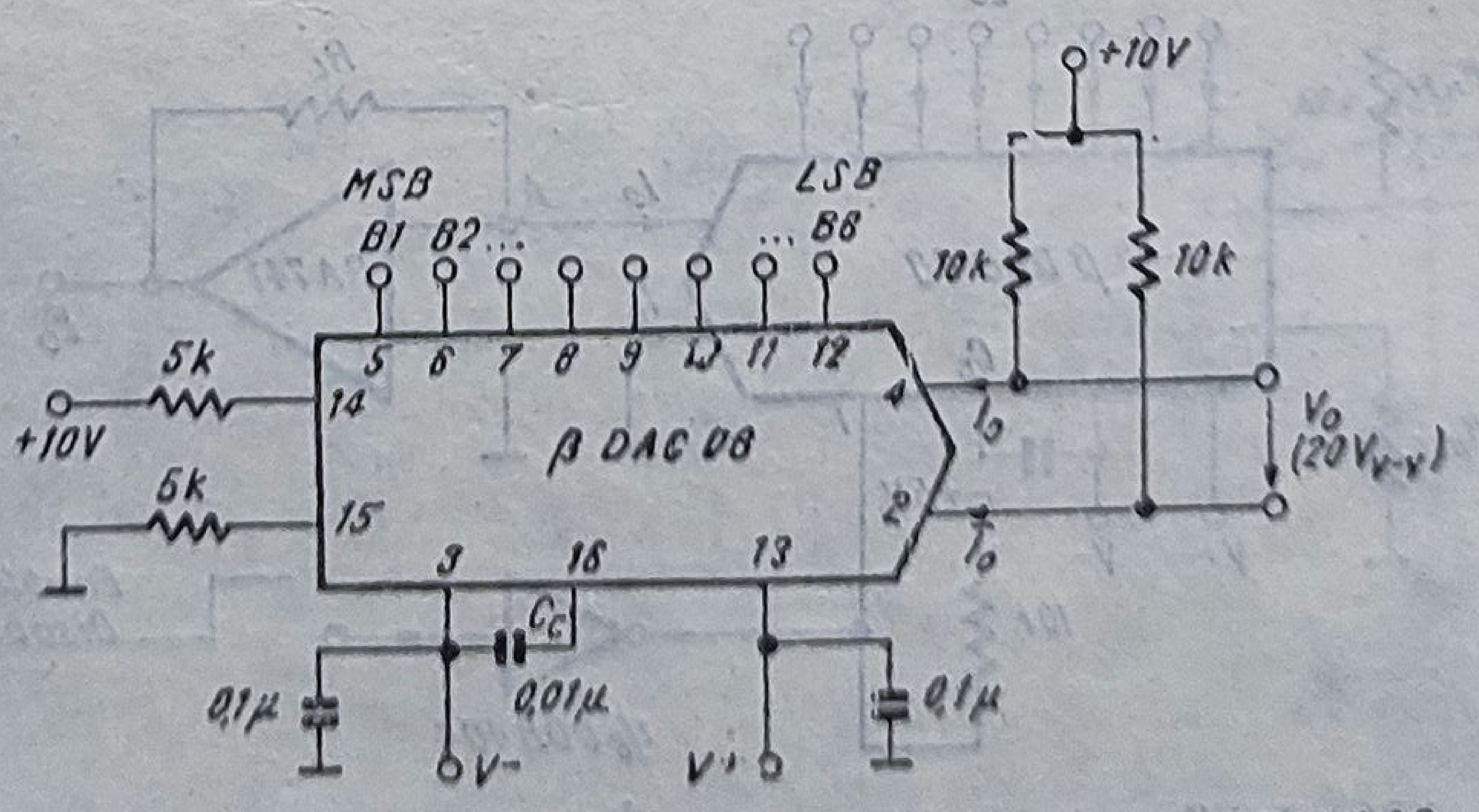


Fig. 1.27. Modul de conectare a convertorului β*DAC* 08 pentru ieşire diferenţială.

1.5.11. Conversie *D/A* cu sarcină rezistivă şi tensiune de ieşire bipolară

Schema electrică pentru această variantă este dată în figura 1.28. Tensiunea la ieşire, atît în cazul ieşirii directe E_0 cît şi cea complementară $\overline{E}_0$ este de polaritate dublă, sarcina rezistivă fiind conectată la tensiunea de valoare precisă 10,000 V.

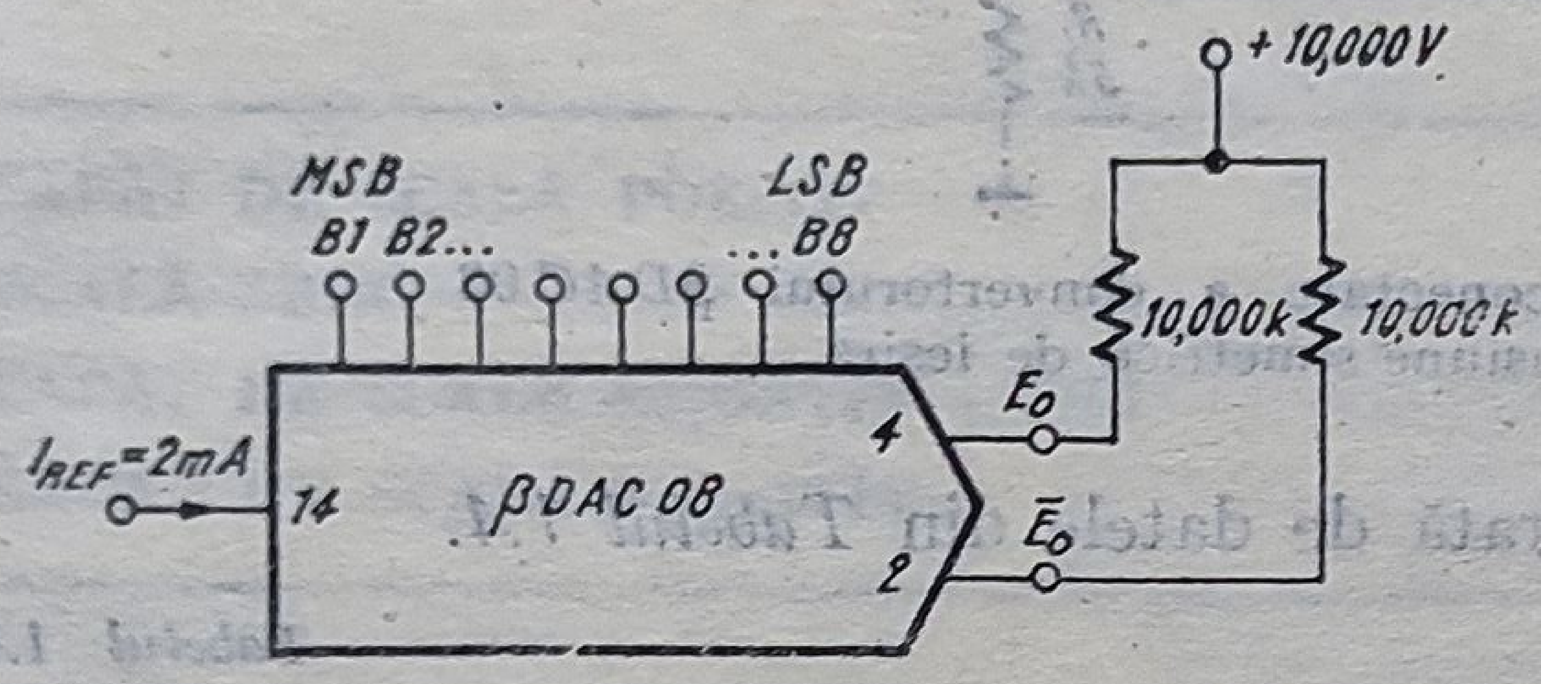


Fig. 1.28. Modul de conectare a convertorului β*DAC* 08 pentru tensiune bipolară de ieşire.

Funcţionarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.3*. Se observă că valorile capetelor de scală pozitive şi negative nu sînt egale.

Tabelul 1.3

Conversie D/A cu sarcină rezistivă şi tensiune de ieşire bipolară

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	E_O[V]	$\overline{E}_O$[V]
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	−9,920	+10,000
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV − *LSB*	1	1	1	1	1	1	1	0	−9,840	+9,920
SCALĂ ZERO + *LSB*	1	0	0	0	0	0	0	1	−0,080	+0,160
SCALĂ ZERO	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000	+0,080
SCALĂ ZERO − *LSB*	0	1	1	1	1	1	1	1	+0,080	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + *LSB*	0	0	0	0	0	0	0	1	+9,920	−9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	+10,000	−9,920

1.5.12. Conversie *D/A* cu ieşire în tensiune, simetrică faţă de zero

Schema electrică este prezentată în figura 1.29; cele două ieşiri ale convertorului sînt conectate la amplificatorul diferenţial realizat cu β*A* 741. Pentru tensiunea de ieşire E_o se obţine relaţia:

$$E_O = R_L I_O - \overline{R}_L \overline{I}_O.$$

Deoarece $I_O + \overline{I}_O = I_{FS}$ şi se consideră $R_L = \overline{R}_L$ (cu o precizie de $\pm$ 0,05%) relaţia precedentă pentru E_O devine:

$$E_O = R_L(2I_O - I_{FS}).$$

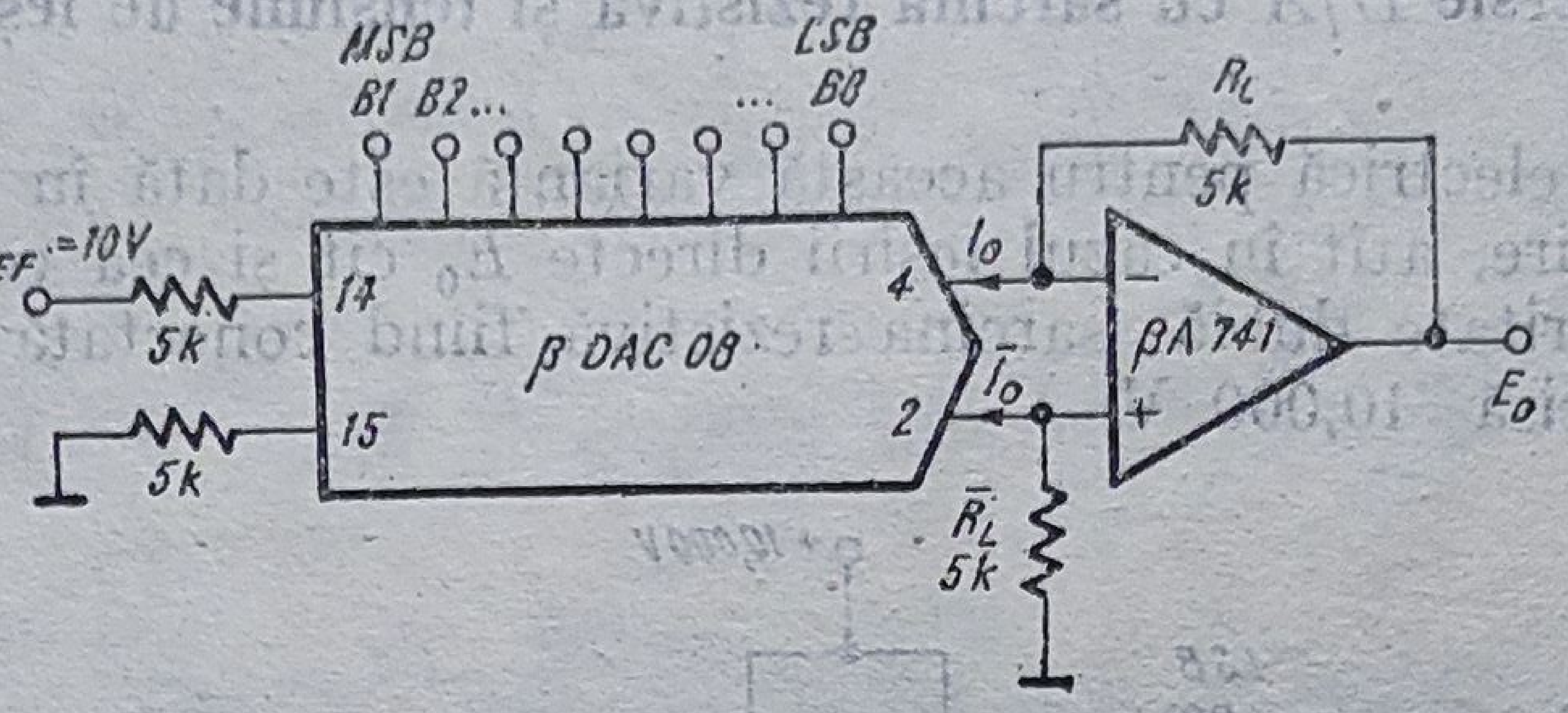


Fig. 1.29. Modul de conectare a convertorului βDAC 08 pentru tensiune simetrică de ieşire.

Funcţionarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.4.*

Tabelul 1.4

Conversie *D/A* cu ieşire în tensiune, simetrică faţă de zero

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	E_O[V]
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+9,920
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV − *LSB*	1	1	1	1	1	1	1	0	+9,840
SCALĂ ZERO POZITIVĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	+0,040
SCALĂ ZERO NEGATIVĂ	0	1	1	1	1	1	1	1	−0,040
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + *LSB*	0	0	0	0	0	0	0	1	−9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	−9,920

1.5.13. Conversie *D/A* cu tensiunea de ieşire decalată

Schema electrică este prezentată în figura 1.30. Tensiunea la ieşire se poate exprima prin relaţia:

$$E_O = (5\ \text{k}\Omega)\, I_o - 10\ \text{V}\, \frac{5\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = (5\ \text{k}\Omega)\, I_o - 5\ \text{V}$$

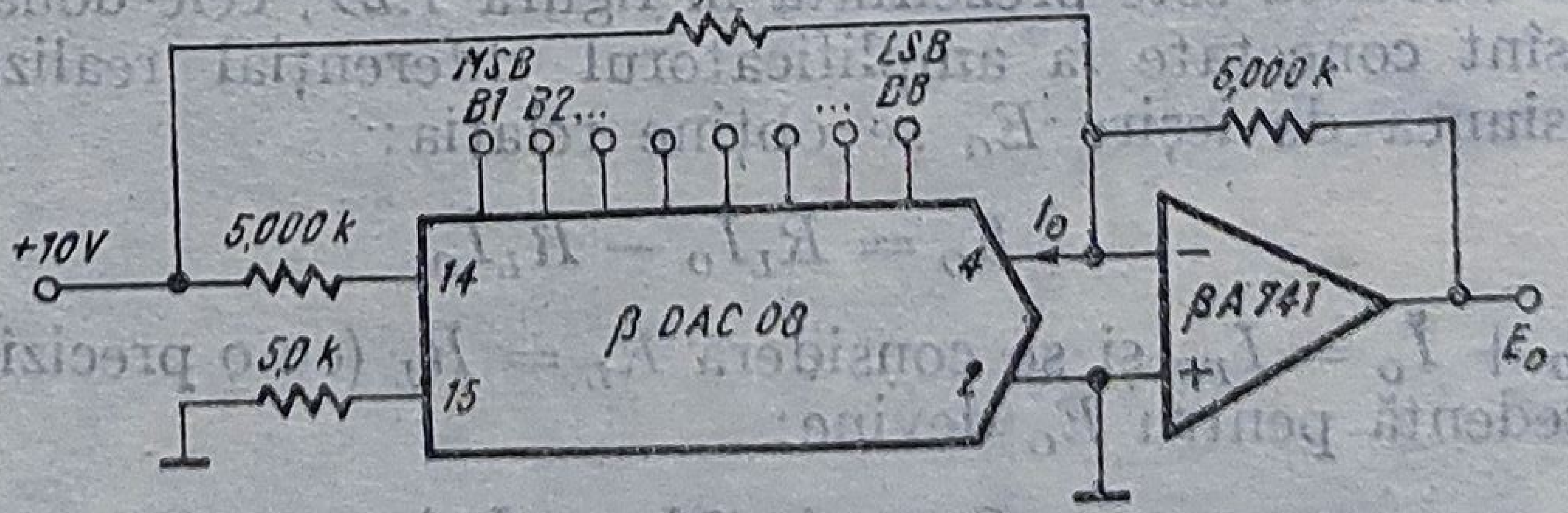


Fig. 1.30. Schema electrică pentru tensiune decalată la ieşire.

Relaţia precedentă pune în evidenţă decalajul de tensiune la ieşire (— 5V). Funcţionarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.5.*

Tabelul 1.5

Conversie D/A cu tensiunea de ieşire decalată

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	E_O[V]
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+4,960
SCALĂ ZERO	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + *LSB*	0	0	0	0	0	0	0	1	—4,960
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	—5,000

1.5.14. Conversie D/A cu ieşire în tensiune negativă

● Sarcina rezistivă

Schema electrică pentru această utilizare este dată în figura 1.31. Tensiunea la ieşire, atît pentru ieşirea directă E_o cît şi cea complementară $\overline{E}_o$, este negativă, sarcina rezistivă fiind conectată la masă.

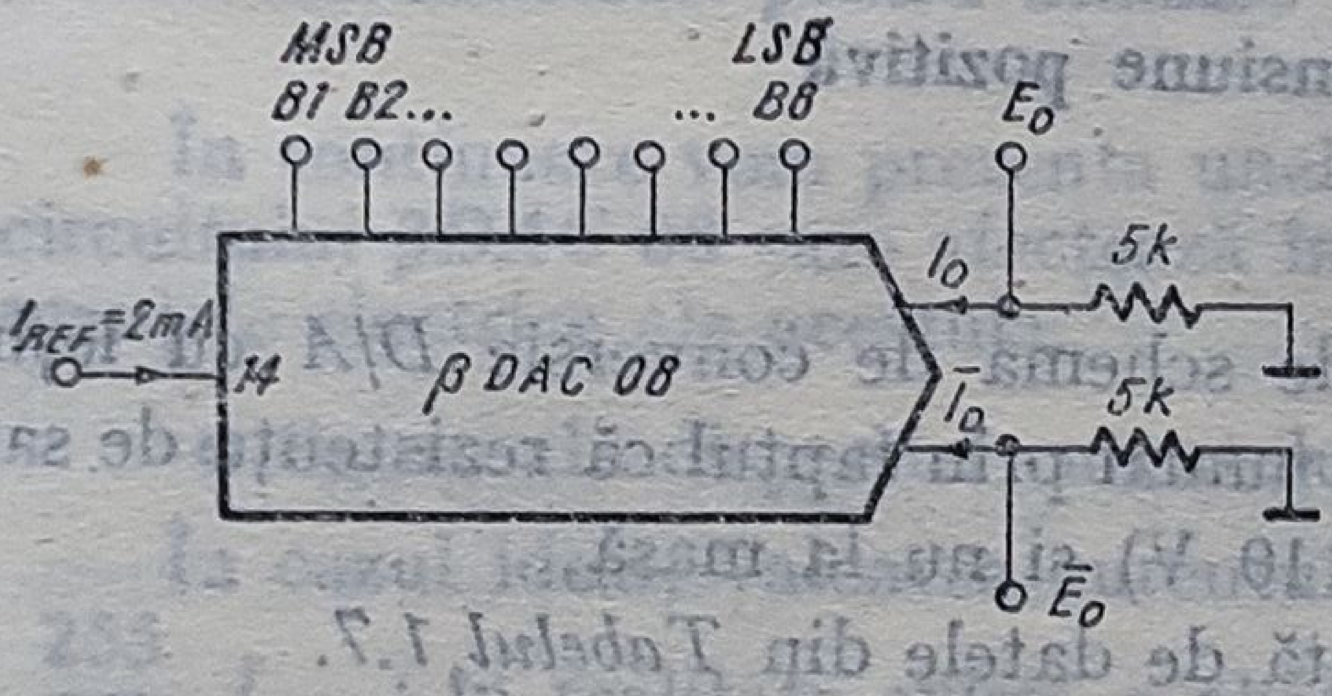


Fig. 1.31. Modul de conectare pentru tensiune monopolară de ieşire.

Funcţionarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.6.*

Tabelul 1.6

Conversie D/A cu ieşire în tensiune negativă

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	I_O[mA]	$\overline{I}_O$[mA]	E_O[V]	$\overline{E}_O$[V]
CAPĂT DE SCALĂ	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	—9,960	—0,000
CAPĂT DE SCALĂ — *LSB*	1	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	—9,920	—0,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ + *LSB*	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	—5,040	—4,920
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	—5,000	—4,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ — *LSB*	0	1	1	1	1	1	1	1	0,992	1,000	—4,960	—5,000
SCALĂ ZERO + *LSB*	0	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	—0,040	—9,920
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	—0,000	—9,960

● Cu repetor la ieşire

Schema electrică este prezentată în figura 1.32. Pentru tensiunea la ieşire, E_0, se poate scrie relaţia:

$$E_0 = -R_L I_0$$

Tensiunea E_0 ia valori negative cuprinse între 0 şi $-I_{FS}R_L$.

Faţă de schema din figura 1.31 în care potenţialul terminalului *4* era practic zero, în acest caz este egal chiar cu E_0. Acest lucru limitează valorile lui E_0 ce trebuie să se afle în domeniul maxim al ieşirii pentru a asigura funcţionarea corectă a circuitului β*DAC* 08.

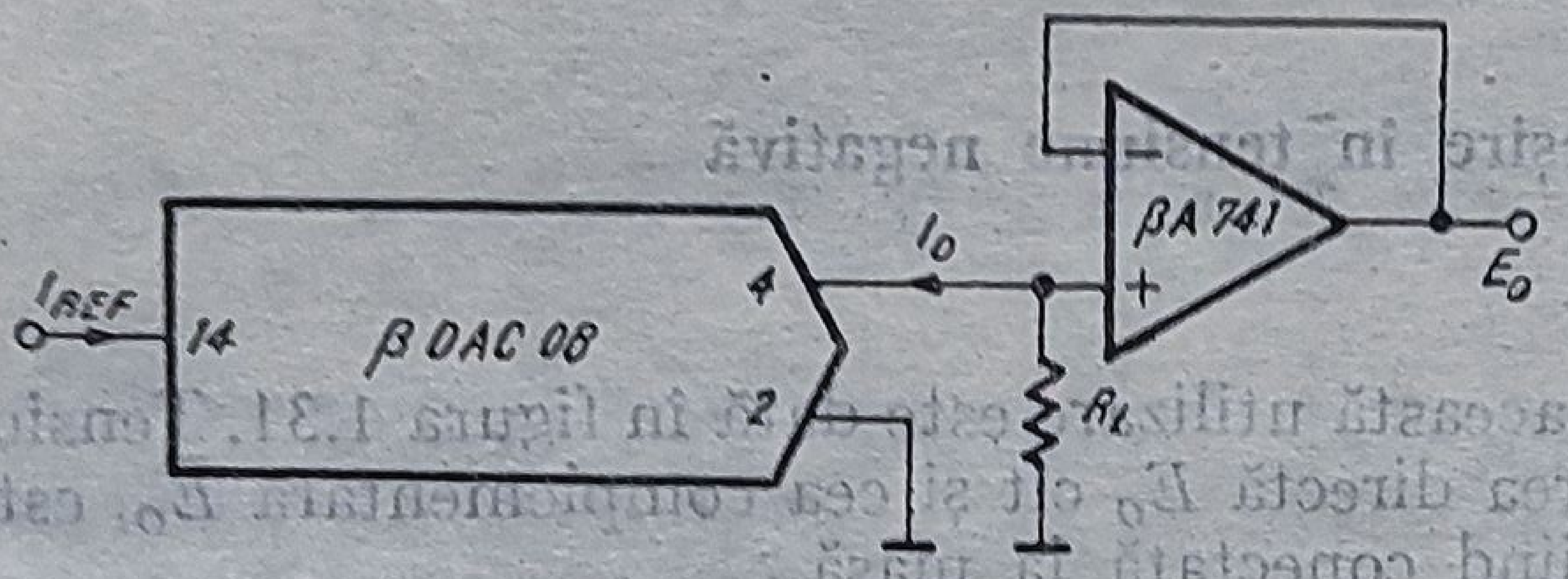


Fig. 1.32. Schema electrică pentru ieşire în tensiune negativă.

1.5.15. Conversie *D/A* cu ieşire în tensiune pozitivă

● Sarcina rezistivă

Schema acestei aplicaţii diferă de schema de conversie *D/A* cu ieşire în tensiune negativă (vezi figura 1.31) numai prin faptul că rezistenţa de sarcină trebuie legată acum la V_{REF} (+ 10 V) şi nu la masă.

Funcţionarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.7*.

Tabelul **1.7**

Conversie D/A cu ieşire în tensiune pozitivă

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	I_O[mA]	$\bar{I}_O$[mA]	E_O[V]	$\bar{E}_O$[V]
CAPĂT DE SCALĂ	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	0,040	10,000
CAPĂT DE SCALĂ − *LSB*	1	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	0,080	9,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ + *LSB*	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	4,960	5,080
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	5,000	5,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ − *LSB*	0	1	1	1	1	1	1	1	0,992	1,000	5,040	5,000
SCALĂ ZERO + *LSB*	0	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	9,960	0,080
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	10,000	0,040

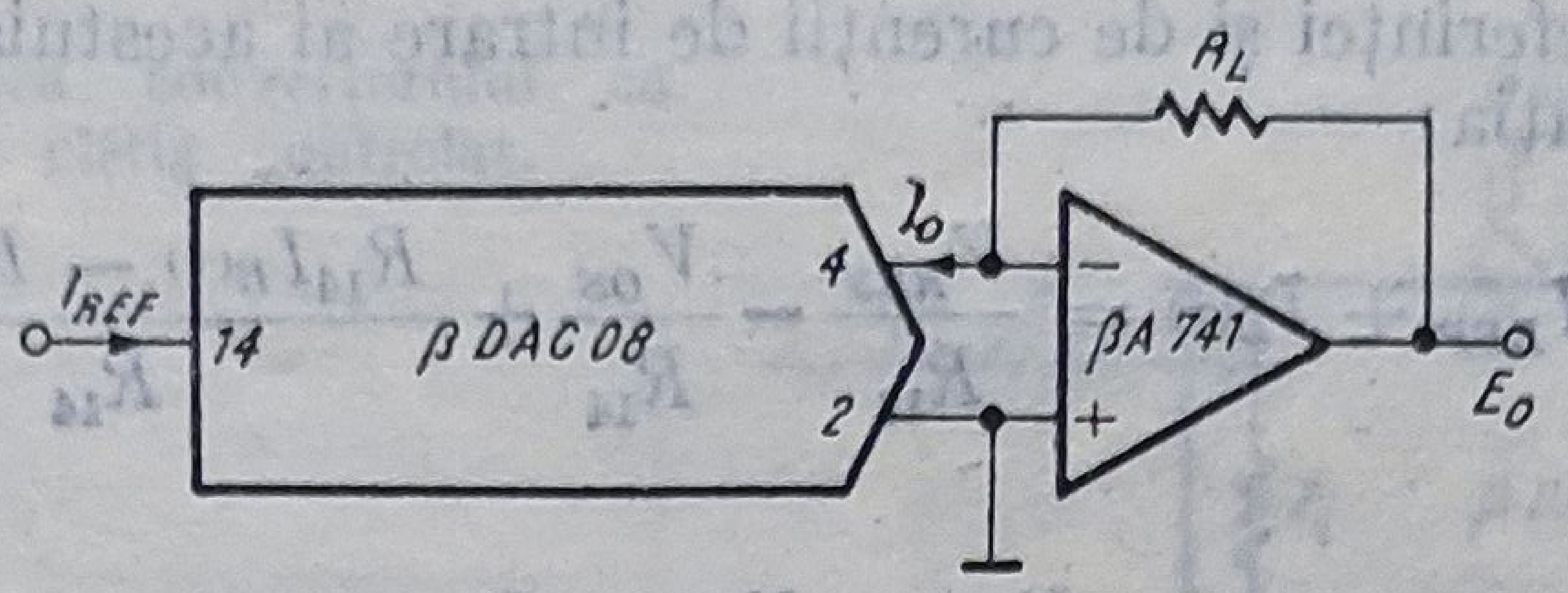


Fig. 1.33. Schema electrică pentru ieşire în tensiune pozitivă.

● Cu convertor curent-tensiune

Schema electrică este prezentată în figura 1.33. Tensiunea la ieşire, E_O, se poate exprima astfel:

$$E_O = R_L I_O.$$

Deci tensiunea E_O ia valori pozitive de la 0 pînă la $R_L I_{FS}$, unde $I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}$.

Această schemă prezintă avantajul că terminalul *4* are practic potenţial zero ceea ce elimină eroarea, datorată variaţiei potenţialului din acest terminal.

1.5.16. Recomandări pentru utilizare

În continuare vom prezenta unele aspecte mai deosebite ale funcţionării circuitului β*DAC* 08 care afectează într-o măsură mai puţin evidentă performanţele electrice ale acestuia.

● Cauze ale dispersiei curentului la capăt de scală, I_{FS}.

În cazul ideal, valoarea curentului la capăt de scală, I_{FS} este egală cu $\frac{255}{255} I_{REF}$; în realitate există o abatere de la valoarea ideală, justificată de schema internă a convertorului β*DAC* 08.

Astfel în figura 1.34 se prezintă o schemă simplificată pentru a explica aceste abateri Ţinînd seama de tensiunea de ofset V_{OS}, a amplificatorului

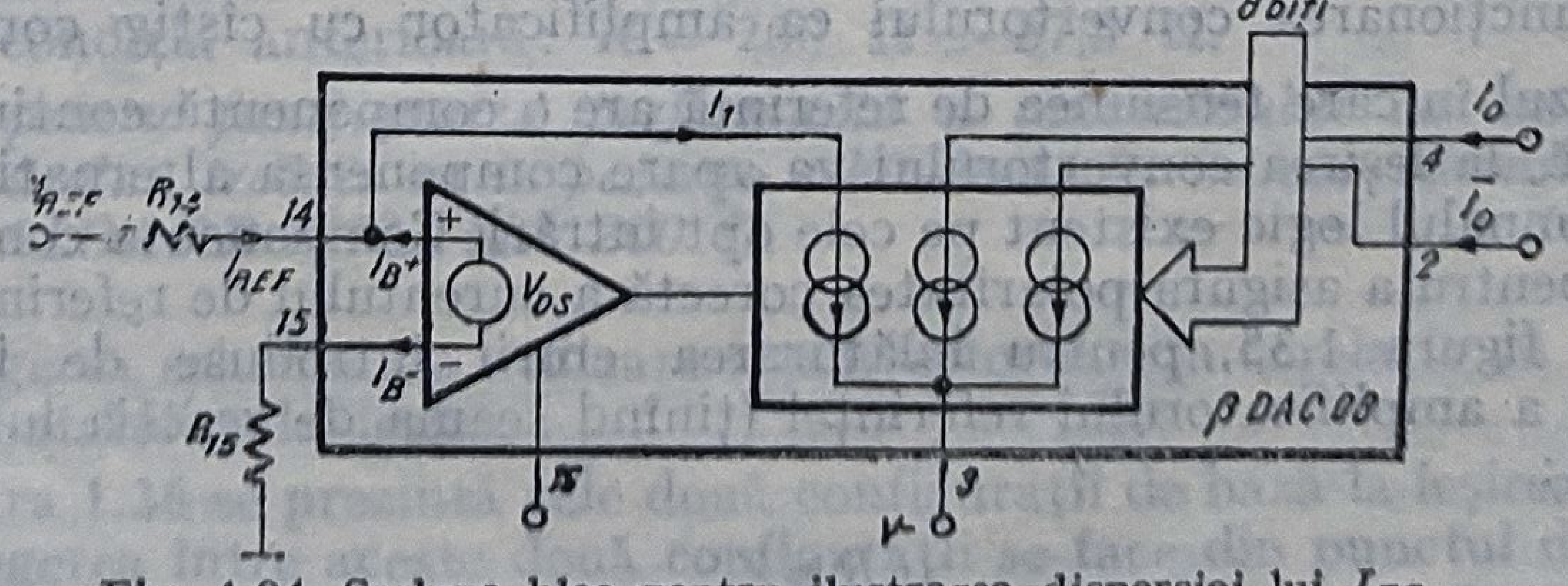


Fig. 1.34. Schema bloc pentru ilustrarea dispersiei lui I_{FS}.

operaţional al referinţei şi de curenţii de intrare ai acestuia pentru curentul I_1 se obţine relaţia:

$$I_1 = I_{REF} + I_{B(+)} = \frac{V_{REF}}{R_{14}} - \frac{V_{OS}}{R_{14}} + \frac{R_{14}I_{B(+)} - R_{15}I_{B(-)}}{R_{14}}$$

unde

$$I_{REF} = \frac{V_{REF} - V_{OS}}{R_{14}} - \frac{R_{15}}{R_{14}} I_{B(-)}.$$

Termenul de eroare în relaţia precedentă pentru I_1 pune în evidenţă contribuţia parametrilor V_{OS}, $I_{B(-)}$.

Deoarece $I_{B(+)} \simeq I_{B(-)}$, se poate minimiza efectul acestor curenţi asupra curentului I_1, dacă se alege $R_{14} = R_{15}$.

Generatoarele de curent controlate de cele opt intrări logice sînt în bucla de reacţie a amplificatorului referinţei. Astfel în cazul ideal, cînd toţi cei opt biţi sînt 1 logic avem $I_o = \frac{255}{256} I_1$ şi $\bar{I}_o = 0$, iar cînd toţi cei opt biţi sînt 0 logic $I_o = 0$ şi $\bar{I}_o = \frac{255}{256} I_1$. În realitate există un coeficient de transfer K pentru curentul I_o la capăt de scală şi un coeficient $\bar{K}$ pentru curentul $\bar{I}_o$ la capăt de scală, adică:

$$I_o(FS) = \frac{255}{256} K I_1$$

$$\bar{I}_o(FS) = \frac{255}{256} \bar{K} I_1$$

În general coeficienţii K şi $\bar{K}$ sînt egali avînd valori în jurul lui 1.

Ţinînd seama de cele prezentate, valoarea pentru capăt de scală a curenţilor de ieşire se poate exprima astfel:

$$I_{FS} = a I_{REF} + b,$$

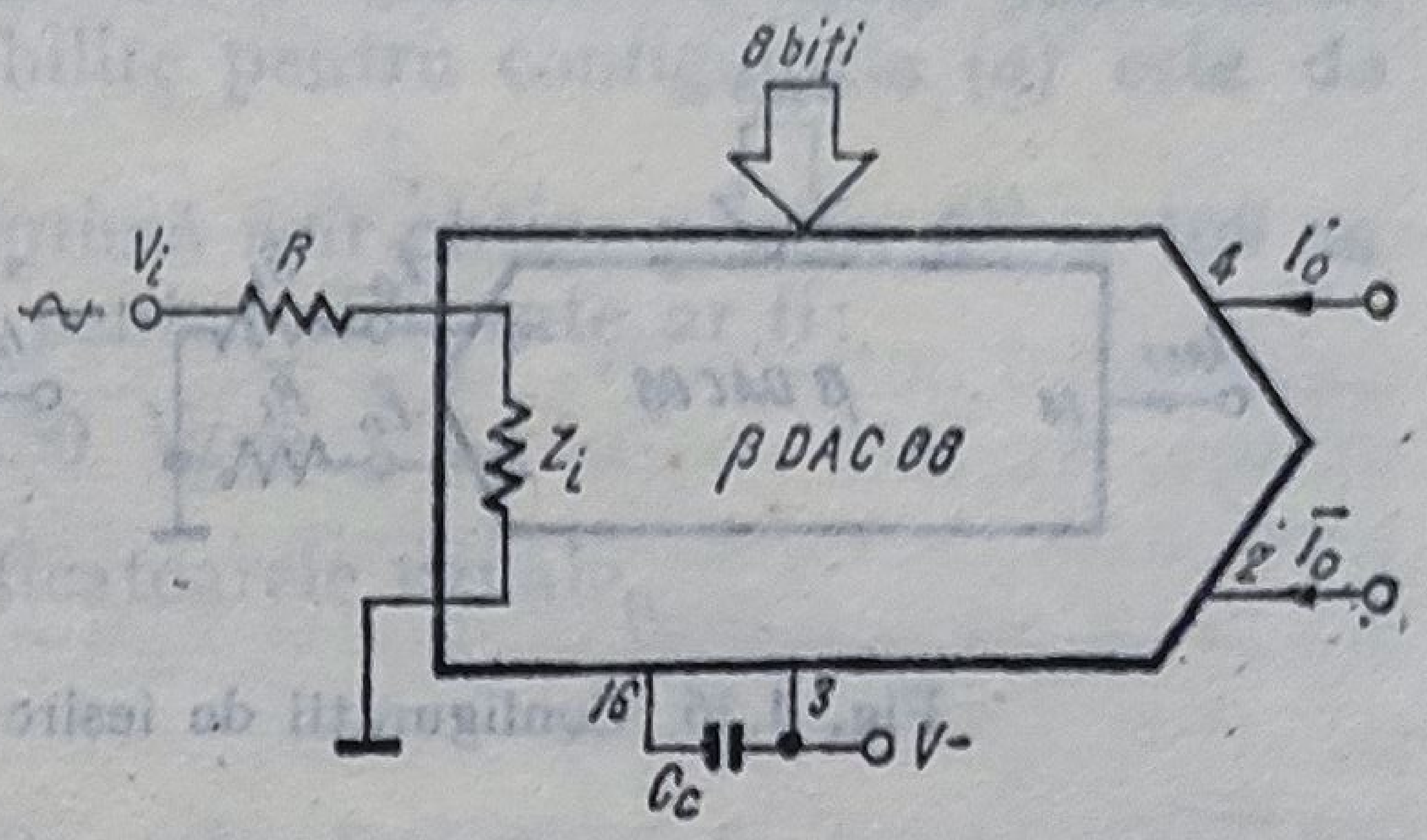
unde în cazul ideal $a = \frac{255}{256}$ şi $b = 0$.

● Funcţionarea convertorului ca amplificator cu cîştig controlat.

În cazul în care tensiunea de referinţă are o componentă continuă şi una alternativă, la ieşirea convertorului va apare componenta alternativă ponderată cu semnalul logic existent pe cele opt intrări. Componenta continuă este necesară pentru a asigura polaritatea corectă a curentului de referinţă. Ţinînd seama de figura 1.35, pentru înlăturarea erorii introduse de impedanţa de intrare a amplificatorului referinţei (ţinînd seama de reacţia lui internă), trebuie ca:

$$R \gg Z_i.$$

Fig. 1.35. Funcționarea convertorului ca amplificator cu cîștig controlat.



unde $Z_i = 2{,}75 \cdot 10^{-3}$ Ω conform rezultatului obținut în relația 1.119. Considerînd o eroare de 0,01% datorată valorii nenule a lui Z_i, se obține $R \geqslant 27{,}5$ Ω.

Valoarea minimă a impedanței echivalente R a sursei de semnal, este corelată și cu regimul dinamic al convertorului lucrînd ca amplificator cu cîștig controlat; într-adevăr valorile pentru condensatorul de compensare C_c sînt în corespondență cu valorile rezistenței R pentru a asigura stabilitatea în frecvență a amplificatorului referinței.

Viteza maximă de variație a curentului la ieșire (slew-rate, SR) depinde de rețeaua de compensare utilizată. În *Tabelul 1.8* se prezintă cîteva date tipice.

Tabelul 1.8

Dependența parametrului slew-rate de rețeaua de compensare

R[kΩ]	0,200	1,0	2,5	5,0
C_c[pF]	0	15	37	75
Slew-rate [mA/µs]	16	4	2	1

Valoarea minimă $R = 200$ Ω asigură viteza maximă de variație la ieșire și verifică condiția anterioară: $R = 200\ \Omega > 27{,}5\ \Omega$.

Astfel pentru funcționarea performantă a convertorului ca amplificator cu cîștig controlat, trebuie ca impedanța echivalentă în intrare (terminalul 14) să fie de VALOARE MINIMĂ 200 Ω.

● Alegerea schemei de utilizare a convertorului în corelație cu cerințele de timp de stabilire la ieșire.

În figura 1.36 se prezintă cele două configurații de bază la ieșirea convertorului. Alegerea între aceste două configurații se face din punctul de vedere al timpului de stabilire la ieșirea schemei.

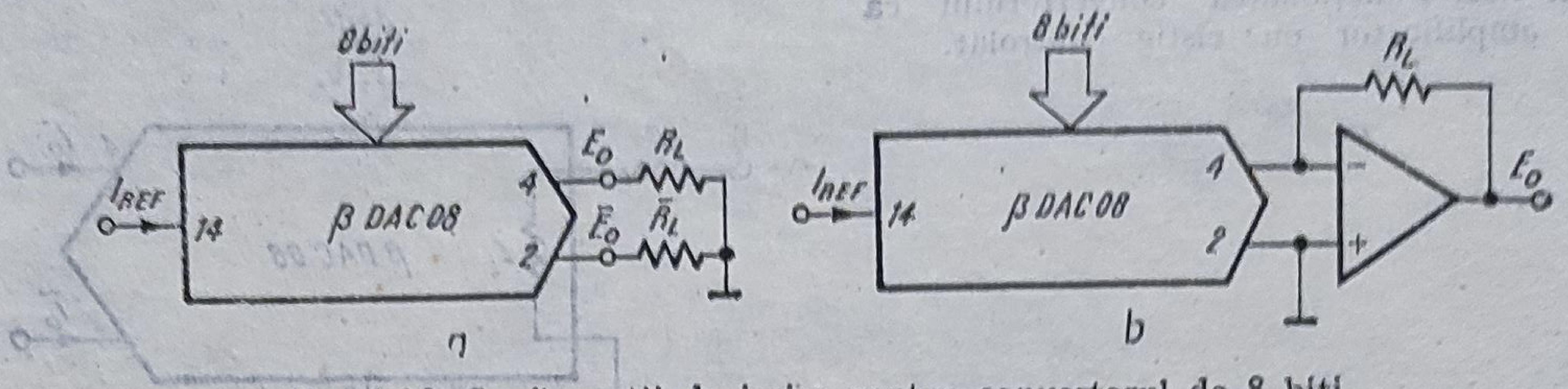


Fig. 1.36. Configurații de ieșire pentru convertorul de 8 biți.

Pentru varianta (*a*) din figura 1.36 timpul de stabilire este:

$$t_s^{(a)} = 100 \text{ ns} + 6{,}2\, R_L C_L,$$

unde $C_L = 15$ pF reprezintă capacitatea parazită a ieșirii convertorului. Pentru varianta (*b*) din figura 1.36, timpul de stabilire depinde de amplificatorul ce realizează conversia curent-tensiune:

$$t_s^{(b)} = 100 \text{ ns} + t_s,$$

unde t_s este timpul de stabilire al convertorului curent-tensiune. Pentru *SR* se poate considera relația aproximativă:

$$\frac{V_o(V)}{SR(V/\mu s)} = 0{,}34\, t_s(\mu s),$$

unde V_o este amplitudinea pozitivă a tensiunii la ieșire, E_0, cînd intrările logice se modifică între stările extreme ($V_o = R_L I_{REF}$).

În *Tabelul 1.9* se prezintă valorile pentru timpul de stabilire $t_s^{(a)}$ corespunzător diverselor valori pentru R_L și valorile necesare pentru „slew-rate"-rul convertorului curent-tensiune din configurația (*b*), pentru ca $t_s^{(b)}$ să fie egal cu $t_s^{(a)}$ (se consideră $I_{REF} = 2$ mA).

Tabelul 1.9

R_L[kΩ]	0,1	0,5	1,0	5,0
V_o[V]	0,2	1	2	10
$t_s^{(a)}, t_s^{(b)}$[ns]	109	146	193	565
Slew-rate [V/μs]	63	63	63	63

Din tabelul precedent se observă că configurația (*b*) este echivalentă cu configurația (*a*) din figura 1.36 numai dacă amplificatorul de la ieșire are un slew-rate de 63 V/μs. Deci configurația (*b*) poate fi superioară ca performanțe numai dacă este folosit un amplificator avînd acest parametru peste valoarea indicată mai sus.

Un compromis de viteză şi amplitudine a tensiunii la ieşire poate fi în cazul $R_L = 500\ \Omega$ cînd timpul de stabilire pentru configuraţia (*a*) este de 146 ns.

Pentru configuraţia (*b*) situaţia optimă s-ar obţine pentru $t_s^{(b)} = 109$ ns şi $R_L = 5\ k\Omega$ cînd valoarea necesară pentru slew-rate ar fi:

$$SR = 3\,150\ \text{V}/\mu\text{s}$$

valoare practic de nerealizat cu amplificatoarele uzuale.

1.6. Aplicaţii

1.6.1. Convertor *D/A* de două cifre

Pentru realizarea unei conversii *D/A* de 2 cifre se poate folosi schema electrică prezentată în figura 1.37. Sînt utilizate două convertoare β*DAC* 08, la care sînt folosiţi cei mai semnificativi patru biţi, corespunzător celor două cifre W_1, W_2 (se foloseşte codul *BCD*) aplicaţi la intrările logice. Pentru mărimea de ieşire V_o se poate scrie:

$$V_o = R_5 I_o$$

unde $I_o = I_{o1} + I_{o2}$, iar pentru curenţii I_{o1}, I_{o2} furnizaţi de cele două convertoare avem relaţiile:

$$I_{o1} = \frac{V_{REF}}{R_1}\frac{[W_1]}{10},\quad I_{o2} = \frac{V_{REF}}{R_3}\frac{[W_2]}{10},$$

unde $[W_1]$ şi $[W_2]$ sînt valorile numerice a celor doi digiţi W_1, W_2. Din relaţiile de mai sus, se obţine:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{10}\left(\frac{R_5}{R_1}[W_1] + \frac{R_5}{R_3}[W_2]\right) = \frac{V_{REF}}{100}(10\,[W_1] + [W_2]),$$

dacă se ţine seama de valorile rezistenţelor R_1, R_3, R_5 din schema electrică dată în figura 1.37.

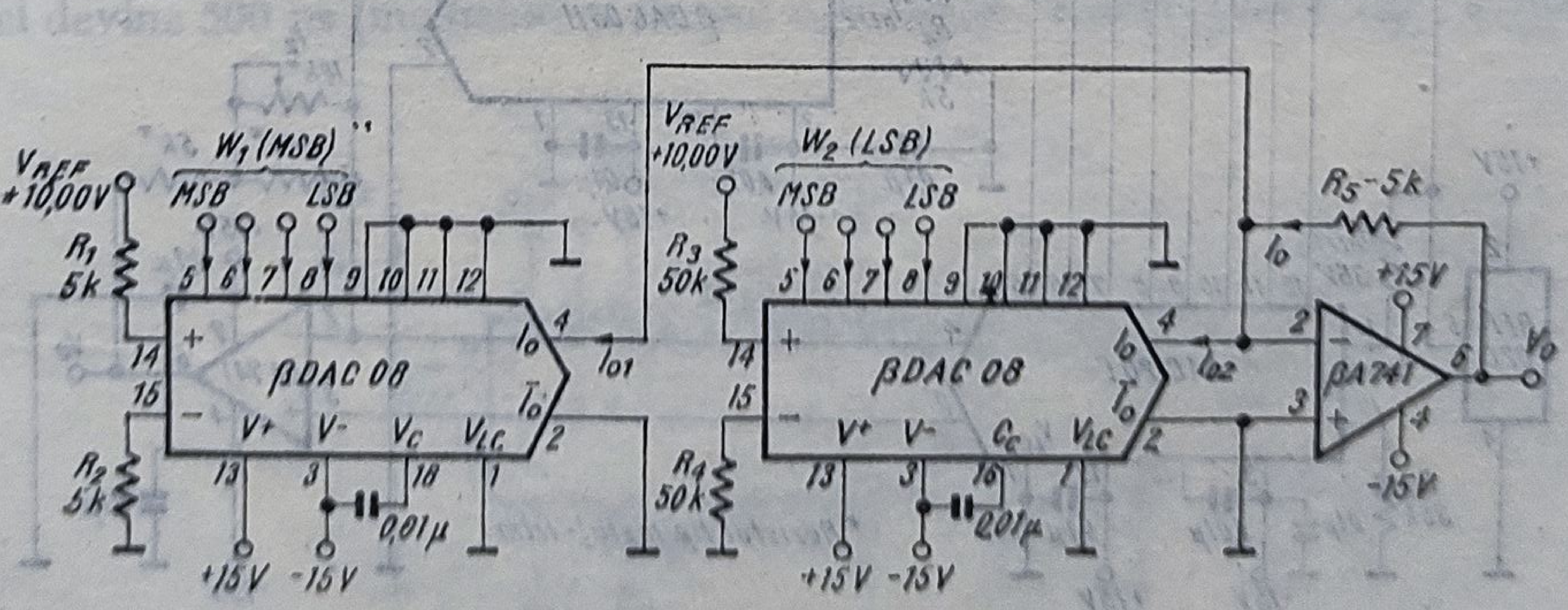


Fig. 1.37. Convertor *D/A* de două cifre.

Relaţia dedusă anterior pentru V_o poate fi compactizată sub forma:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{100}[W_1, W_2],$$

considerînd notaţia $[W_1, W_2]$ pentru valoarea numerică a celor doi digiţi din intrare. Această relaţie arată că la ieşirea schemei se obţine o tensiune proporţională cu valoarea numerică codificată prin digiţii $[W_1, W_2]$. Tensiunea V_o ia valori cuprinse între 0 şi 9,90 V.

1.6.2. Convertor *D/A* de trei cifre (*BCD*)

Un mod simplu de a construi un convertor *D/A* de 3 cifre este prezentat în figura 1.38. Pentru a realiza acest convertor de preţ scăzut sînt necesare numai 3 circuite şi rezistenţe stabile (tip metal-film).

Pentru cele două convertoare din schemă există următoarele relaţii:

$$I_{REF1} = \frac{V_{REF}}{R_{REF1}} = \frac{5\ \text{V}}{35\ \text{k}\Omega} = 0{,}1428\ \text{mA},$$

$$I_{REF2} = 16\, I_{REF1} = 16 \times 0{,}1428\ \text{mA} = 2{,}28\ \text{mA},$$

$$I_{FS1} = \frac{99}{100} I_{REF1} = 0{,}1413\ \text{mA},$$

$$I_{FS2} = \frac{144}{256} I_{REF2} = 1{,}284\ \text{mA},$$

$$I_{FS} = I_{FS1} + I_{FS2} = 1{,}425\ \text{mA}.$$

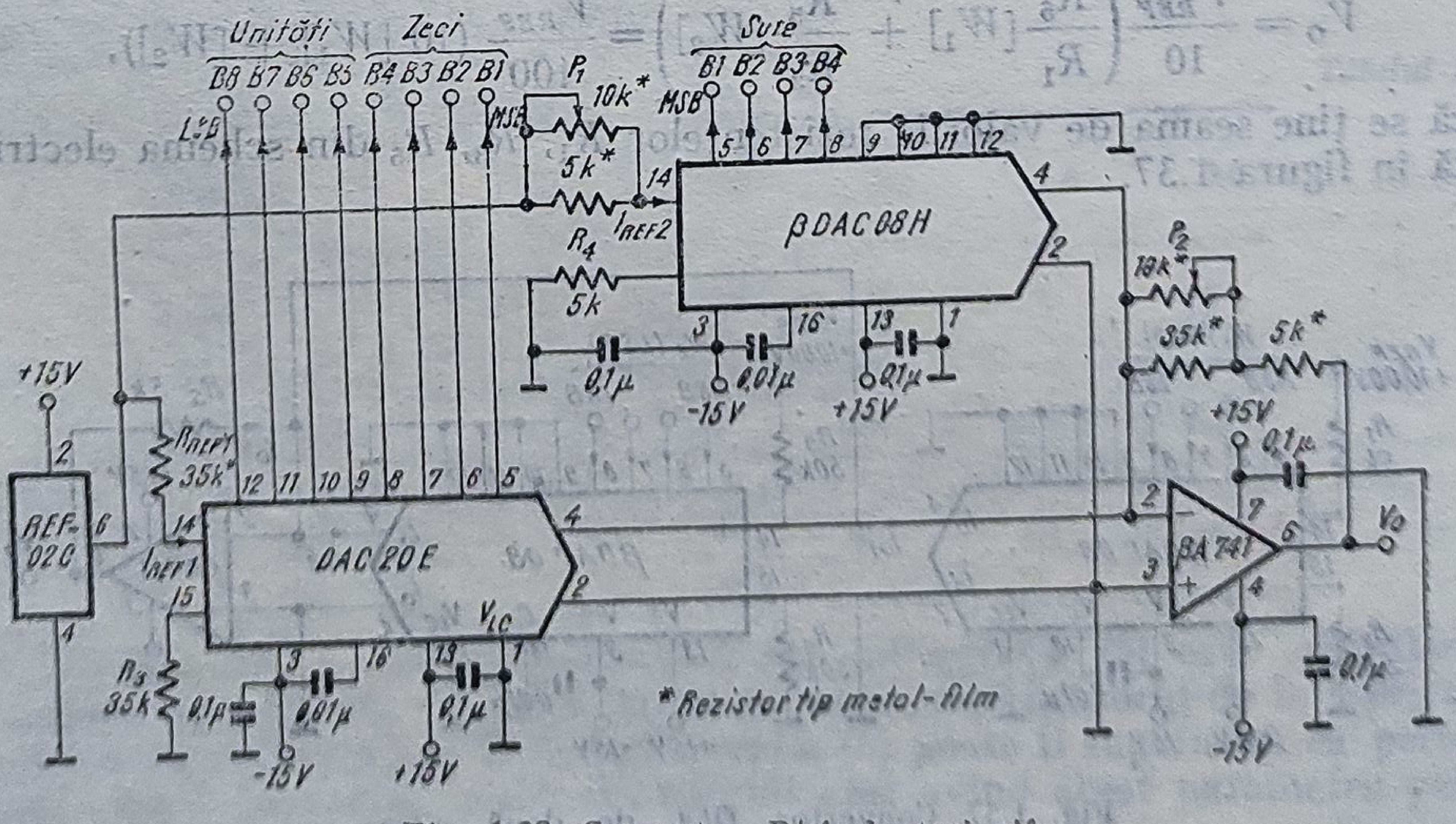


Fig. 1.38. Convertor *D/A* de trei cifre.

Corespunzător valorilor de capăt de scală ale curenţilor se obţin pentru tensiunea la ieşire V_o valorile:

$$V_{FS} = V_0(FS) = 9{,}990 \text{ V},$$
$$V_{01} = 0{,}990 \text{ V},$$
$$V_{02} = 9{,}00 \text{ V}.$$

Ţinînd seama de rezultatele de mai sus algoritmul de calibrare este următorul: aplicînd nivele logice 0 pentru biţii B_1, B_2, B_3, B_4 (β*DAC* 08*H*), iar pentru biţii B_1, B_2, ..., B_8 (*DAC* 20 *E*)[3], nivele logice 1, adică codul 099, se ajustează potenţiometrul P_2 pînă cînd tensiunea V_o devine egală cu 0,990 V; pentru biţii B_1, B_2, ..., B_8 (*DAC* 20*E*) cu nivele logice 0 şi biţii B_1, B_2, B_3, B_4 (β*DAC* 08*H*) cu nivele logice 1, codul 900, se ajustează potenţiometrul P_1 pînă cînd tensiunea V_o are valoarea 9,00 V.

1.6.3. Convertor *D/A* rapid utilizînd amplificatoarele operaţionale de viteză *OP*-17, *OP*-16, *OP*-15, (sau *LF* 157, *LF* 156, *LF* 155)

Această aplicaţie ne arată modul în care se poate realiza un convertor *D/A* de viteză, cu ieşire în tensiune utilizînd convertorul β*DAC* 08 şi amplificatoarele operaţionale *OP*-15/16/17 (sau *LF* 155/156/157). Dimensionările sînt făcute pentru cel mai rapid (*OP*-17), pentru acela cu cea mai mică derivă termică a tensiunii de ofset (*OP*-16) şi pentru acela cu consumul cel mai mic de putere (*OP*-15).

Conversia curentului de ieşire a unui convertor de curent în tensiune, menţinînd o valoare mică pentru timpul de stabilire este foarte dificilă. Curentul la capăt de scală pentru β*DAC* 08 se stabileşte în 100 ns. Se poate ataşa în ieşire o rezistenţă de sarcină, ca în figura 1.39, pentru a obţine o tensiune de ieşire între 0 şi — 10 V. Totuşi, în această configuraţie timpul de stabilire este determinat de constanta de timp $T = R_1C_0 = 75$ ns. Este necesar un interval de timp egal cu 6,2 T pentru ca ieşirea să se stabilească cu o precizie de 0,2% din valoarea de regim permanent. Astfel timpul de stabilire al schemei devine 500 ns (incluzînd şi timpul de propagare al lui β*DAC* 08, de 35 ns).

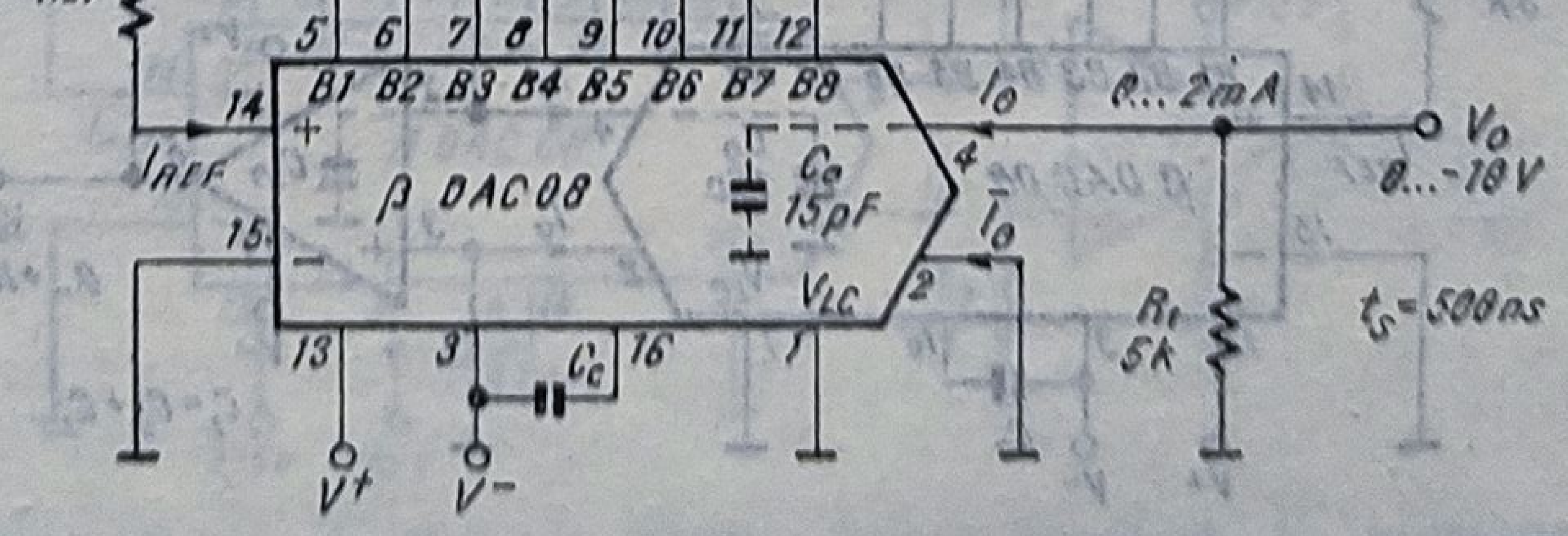


Fig. 1.39. Schema electrică pentru sarcină rezistivă în ieşire.

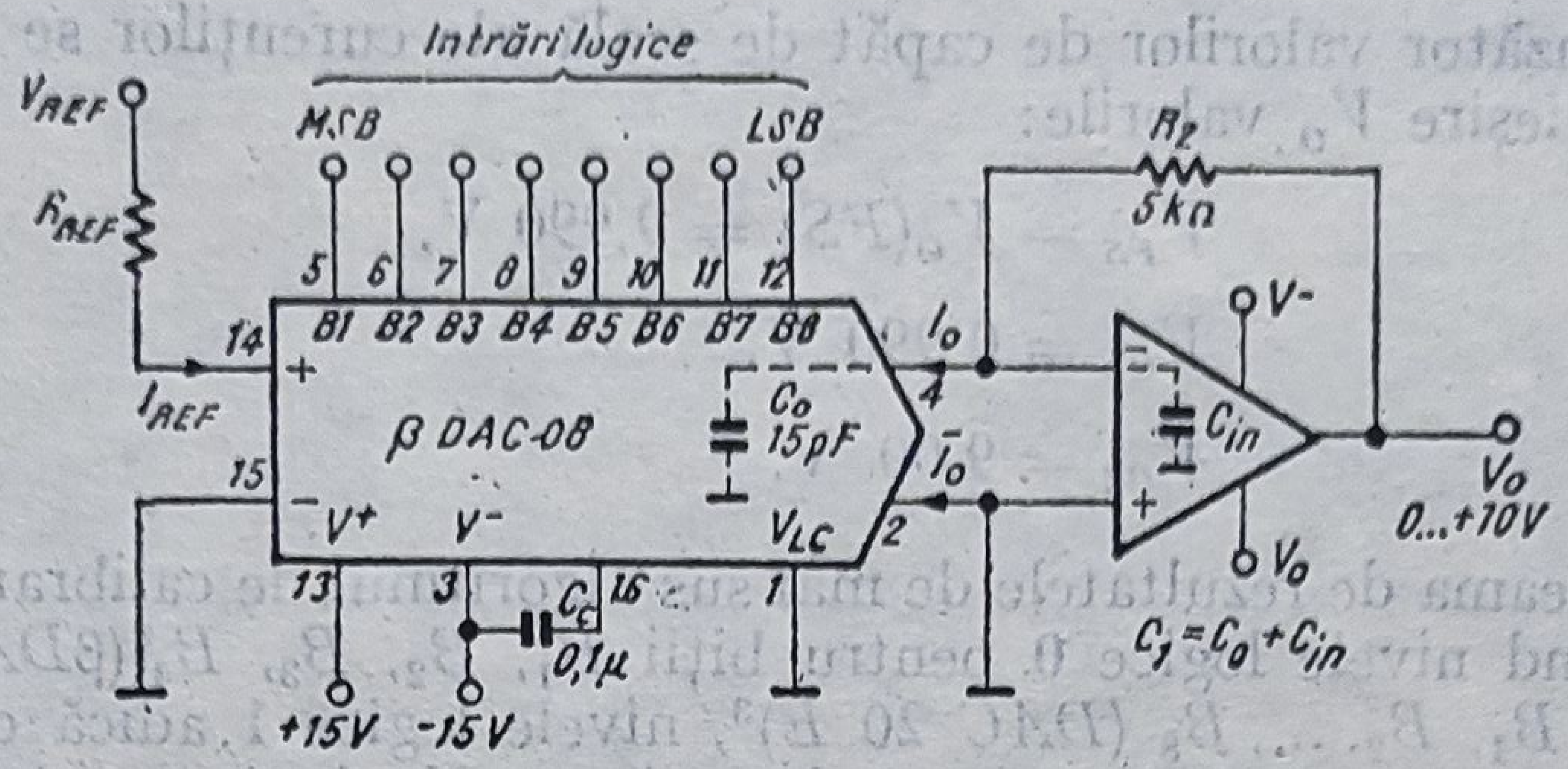


Fig. 1.40. Schema electrică cu convertor curent/tensiune la ieşire.

Datorită acestei constante de timp (RC), conversia curent/tensiune se realizează de obicei cu schema prezentată în figura 1.40. Timpul de răspuns este limitat acum de timpul de stabilire şi de valoarea slew-rate-ului amplificatorului operaţional. Oricum, este introdus un pol suplimentar la frecvenţa $1/2\pi\ R_2C_1$, unde C_1 este suma între capacitatea de ieşire a DAC-ului şi capacitatea de intrare a amplificatorului. Existenţa acestui pol este supărătoare pentru amplificatoarele rapide, determinînd un răspuns deteriorat în timp şi chiar oscilaţii.

Circuitul prezentat în figura 1.41 rezolvă această problemă. Se poate arăta că în cazul $R_1C_1 = R_2C_2$, efectul celor două capacităţi este complet anulat iar timpul de stabilire al schemei va fi determinat numai de amplificatorul operaţional folosit. În plus, C_2 poate fi ajustat astfel încît să se minimizeze timpul de răspuns corespunzător amplificatorului utilizat. Dezavantajul acestei scheme faţă de aceea din figura 1.40, constă în faptul că toate erorile din intrarea amplificatorului (în particular tensiunea de ofset V_{OS}) sînt amplificate cu factorul $(1 + R_2/R_1)$.

Viteza optimă se poate obţine, pentru un preţ scăzut, utilizînd amplificatorul operaţional OP-17 (sau LF 157), stabil pentru amplificări în buclă închisă, în valoare de 5 sau mai mari. Raportul R_2/R_1 se fixează la valoarea 4 (vezi figura 1.42). Timpul de stabilire pentru 0,2%, este 380 ns cînd toate intrările logice trec în starea 1 sau trec în starea 0.

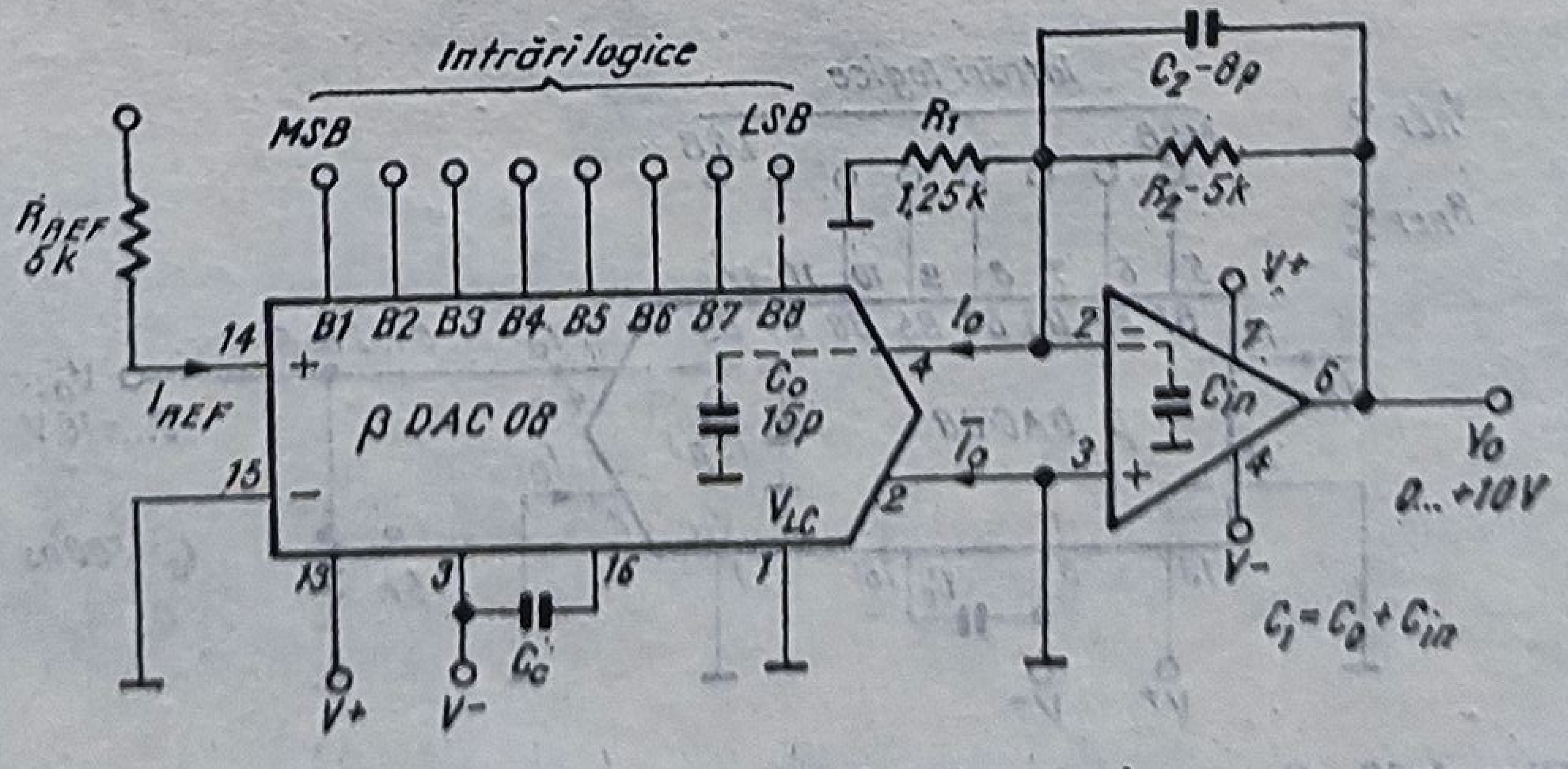


Fig. 1.41. Schema electrică pentru ieşire în tensiune, cu compensare.

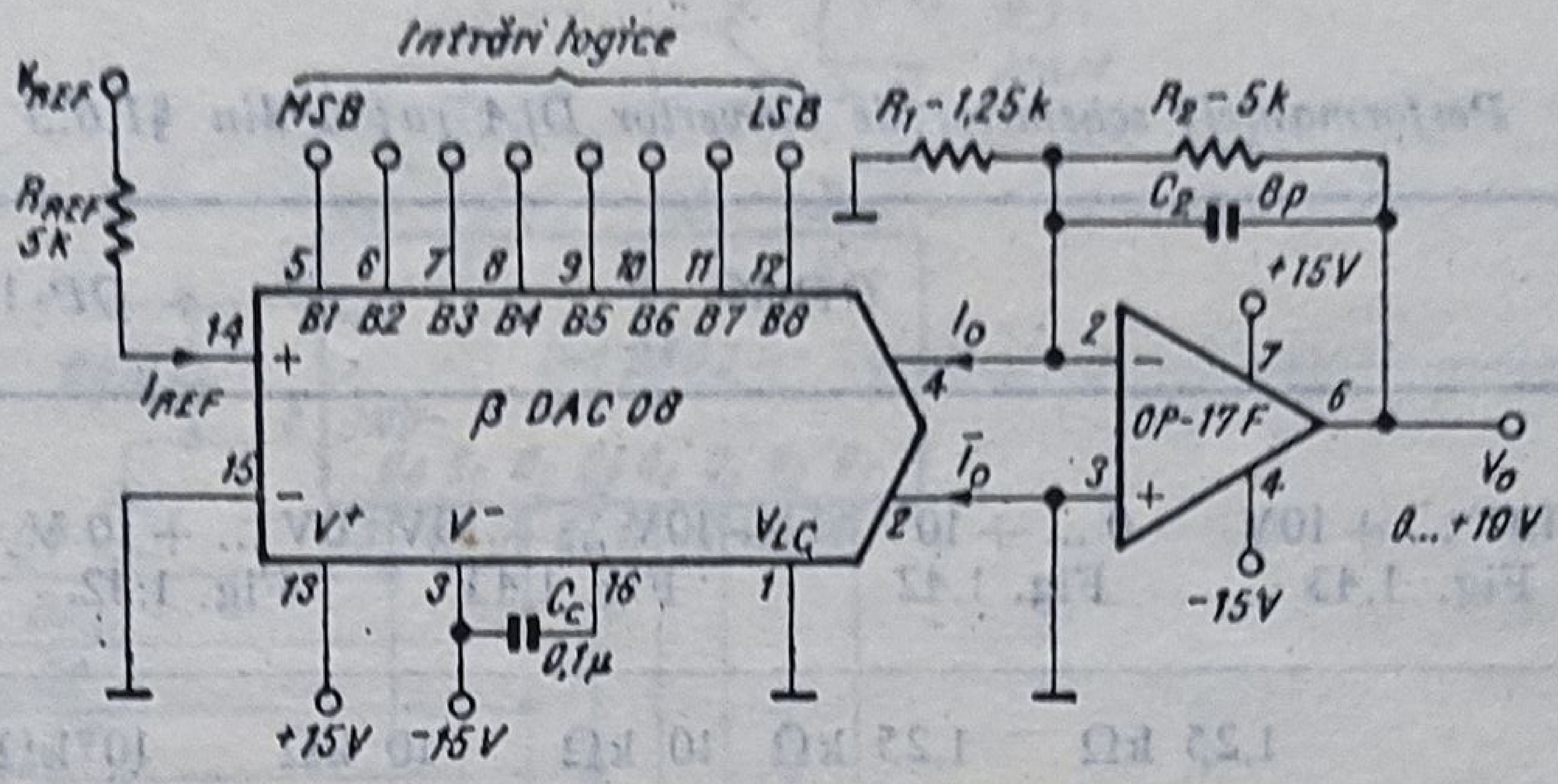


Fig. 1.42. Schema electrică pentru ieșire în tensiune, avînd $t_s = 380$ ns.

Pentru a micșora influența tensiunii de ofset, V_{os}, asupra timpului de stabilire (trebuie ca $(1 + R_2/R_1)V_{os} < 0{,}2\% \times 10\text{V} = 20$ mV), se poate ajusta tensiunea de ofset la zero, ceea ce va determina, în altă ordine de idei, creșterea derivei termice a acestuia ce va deveni un factor limitativ.

Utilizarea ieșirii complementare de curent a convertorului β*DAC* 08 a condus la schema din figura 1.43, a cărei tensiune de ieșire variază între — 10 și + 10 V. Timpul de stabilire este ușor crescut datorită faptului că se adaugă timpul în care ieșirea trece din — 10 V în 0V. Deoarece 1/2 *LSB* este acum egal cu 40 mV, timpul de stabilire scade cu 70 ns.

Amplificatorul *OP*-16 este mai lent decît *OP*-17, dar mai stabil pentru cîștig unitar. De aceea, micșorarea erorii de ofset la ieșire poate fi acoperită de o creștere substanțială a timpului de stabilire. Amplificatorul *OP*-15 prezintă un consum redus, ceea ce se reflectă însă în creșterea timpului de stabilire. *Tabelul 1.10* redă valorile rezistențelor și condensatoarelor în cazul diverselor amplificatoare folosite în schemele din figurile 1.42 și 1.43 precum și timpul de stabilire obținut și eroarea de ofset la ieșire.

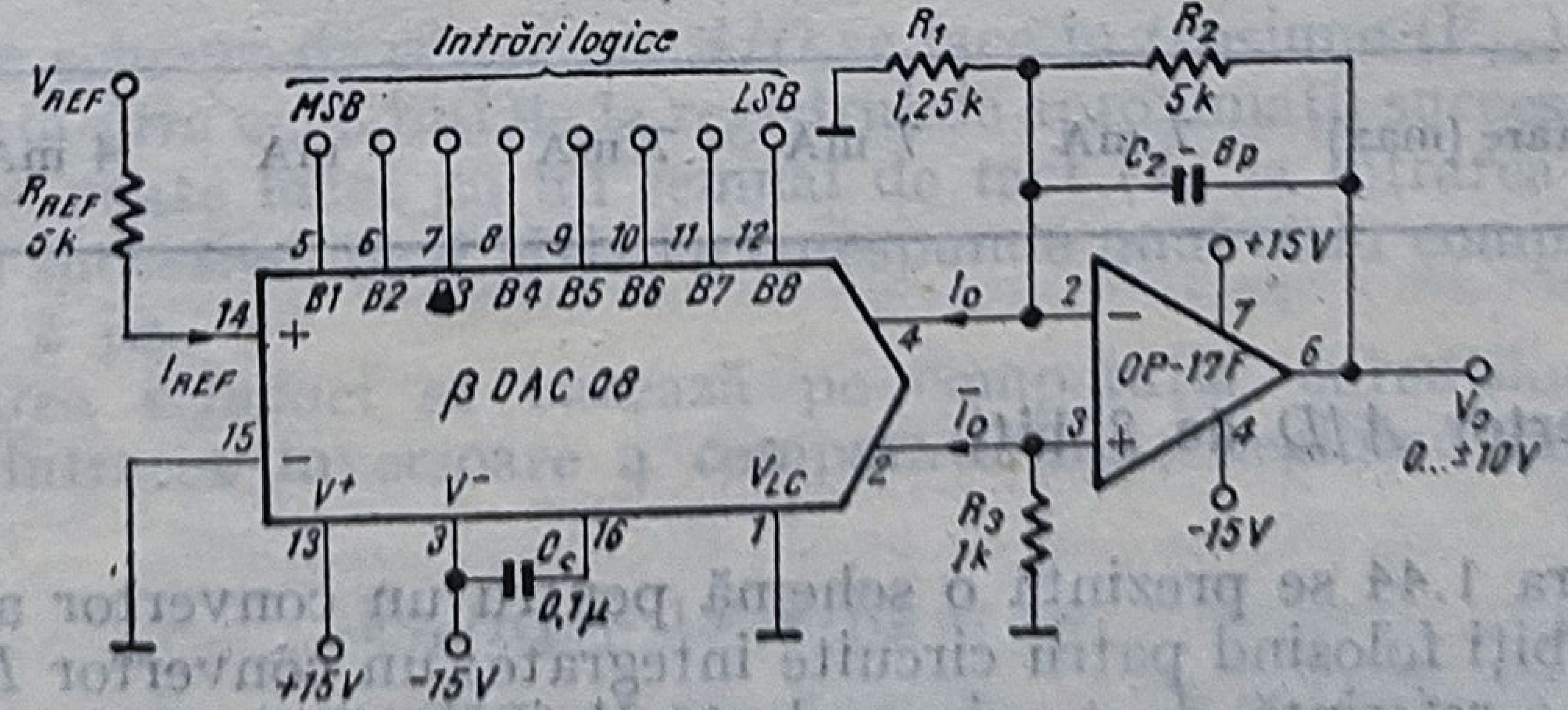


Fig. 1.43. Schema electrică pentru ieșire bipolară în tensiune, avînd $t_s = 450$ ns.

Tabelul 1.10

Performanțele schemelor de convertor D/A rapid din §1.6.3

	OP-17		*OP*-16		*OP*-15	
V_O	0 ... + 10V Fig. 1.42	− 10V ... + 10V Fig. 1.43	0 ... + 10V Fig. 1.42	− 10V ... + 10V Fig. 1.43	0V ... + 10 V Fig. 1.42	− 10V ... + 10V Fig. 1.43
R_1	1,25 kΩ	1,25 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
R_2	5k Ω	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
R_3	—	1 kΩ	—	3,3 kΩ	—	3,3 kΩ
C_2	8pF	8pF	25pF	40pF	30pF	50pF
Timp stabilire pentru ±0,2%	380ns	450 ns	750 ns	1100 ns	900 ns	1350 ns
Timpul pentru tranziția ieșirii	150 ns	290 ns	400 ns	800 ns	590 ns	1170 ns
1/2 *LSB* = 0,2%	20 mV	40 mV	20 mV	40 mV	20 mV	40 mV
Cîștigul cu bucla închisă	5	5	1,5	1,5	1,5	1,5
Eroarea de ofset la ieșire clasa *E*(max) clasa *F* max) clasa *G* (max)	 2,5 mV 5,0 mV 15,0 mV	 2,5 mV 5,0 mV 15,0 mV	 0,75 mV 1,5 mV 4,5 mV	 0,75 mV 1,5 mV 4,5 mV	 0,75 mV 1,5 mV 4,5 mV	 0,75 mV 1,5 mV 4,5 mV
Curent alimentare (max)	7 mA	7 mA	7 mA	7 mA	4 mA	4 mA

1.6.4. Convertor *A/D* de 8 biți

În figura 1.44 se prezintă o schemă pentru un convertor analog digital (*A/D*) de 8 biți folosind patru circuite integrate: un convertor *D/A* de 8 biți (β*DAC* 08), o referință de tensiune de 10 V (*LH*0070), un comparator rapid (*LM* 319 *H*) și un registru de aproximații succesive de 8 biți (*DM* 2502).

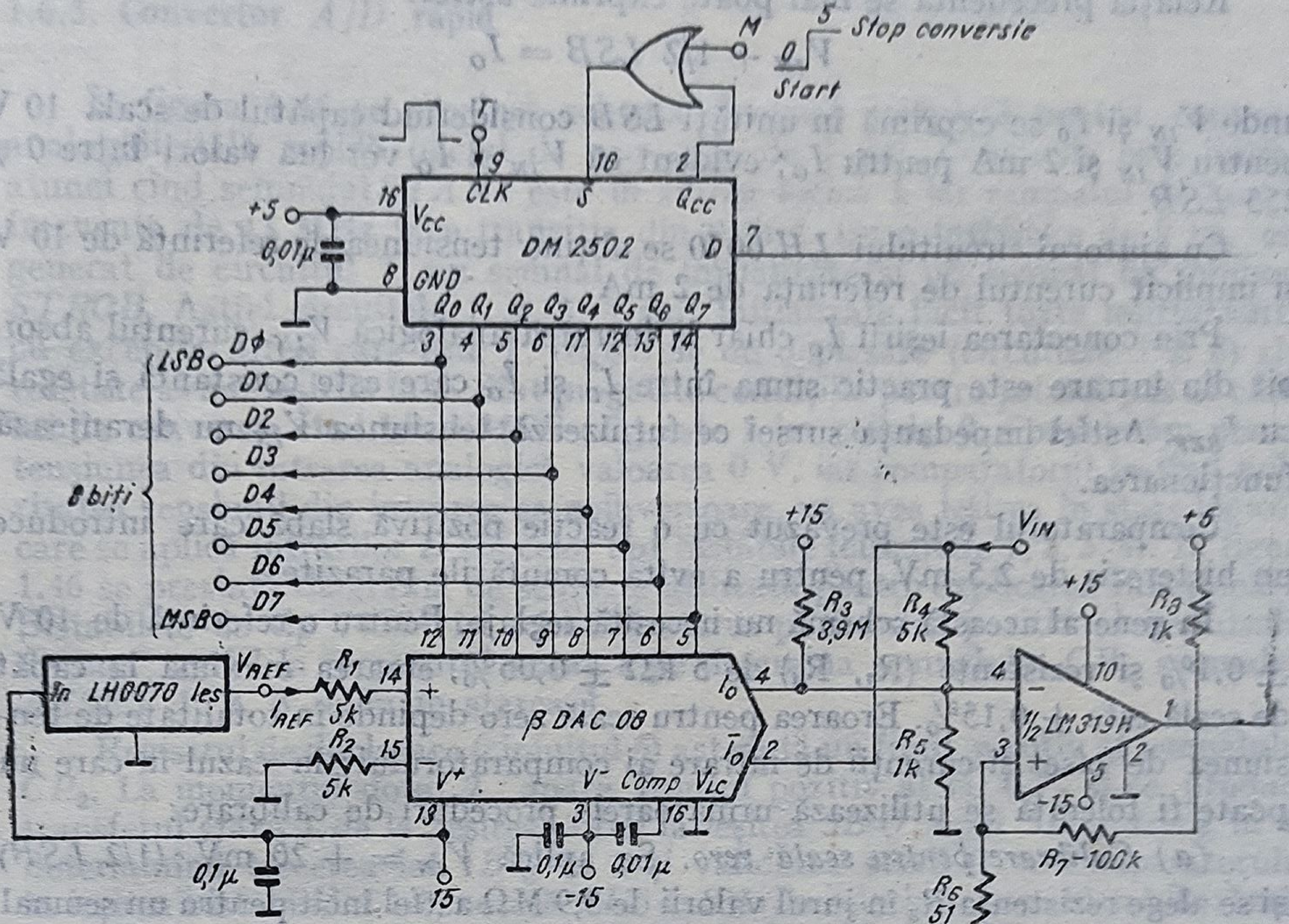


Fig. 1.44. Convertor A/D de 8 biţi.

Schema prezintă două regimuri de lucru în funcţie de starea semnalului logic M; dacă $M = 0$ atunci, prin intermediul porţii *SAU*, ieşirea Q_{CC} (semnalizează *terminarea conversiei* / **conversion complete**), se aplică la intrarea $\bar{S}$ (semnal pentru *pornit conversie* / **Start**), determinînd funcţionarea liberă a convertorului A/D adică conversia se face *permanent* corespunzător informaţiei analogice de la intrare (tensiunea V_{IN}). Dacă $M = 1$ atunci semnalul Q_{CC} este inhibat şi conversia este întreruptă; informaţia logică la ieşire (cei 8 biţi de date) corespunde valorii tensiunii V_{IN} la momentul ultimei conversii A/D.

Intrarea în schema de conversie A/D se face în tensiune (V_{IN}) iar ieşirea este reprezentată prin cei 8 biţi de la registrul de aproximaţii succesive. Pentru schema dată se poate lucra cu un semnal de tact (T) la intrarea registrului de aproximaţii succesive, de 4 MHz ce corespunde unui ciclu complet de conversie A/D de 2 μs.

Funcţionarea schemei se bazează pe comparaţia curenţilor ce apar în nodul din intrarea inversoare a comparatorului; neglijînd neidealităţile se poate scrie:

$$V_{IN}/R_4 + 15\ \text{V}/R_3 = I_0$$

atunci cînd ciclul de conversie s-a terminat.

Relaţia precedentă se mai poate exprima astfel:

$$V_{IN} + 1/2\ LSB = I_0$$

unde V_{IN} şi I_0 se exprimă în unităţi *LSB* considerînd capătul de scală 10 V pentru V_{IN} şi 2 mA pentru I_0; evident că V_{IN} şi I_0 vor lua valori între 0 şi 255 *LSB*.

Cu ajutorul circuitului *LH* 0070 se obţine tensiunea de referinţă de 10 V şi implicit curentul de referinţă de 2 mA.

Prin conectarea ieşirii $\bar{I}_0$ chiar la intrarea analogică V_{IN}, curentul absorbit din intrare este practic suma între I_0 şi $\bar{I}_0$ care este constantă şi egală cu I_{REF}. Astfel impedanţa sursei ce furnizează tensiunea V_{IN} nu deranjează funcţionarea.

Comparatorul este prevăzut cu o reacţie pozitivă slabă care introduce un histerezis de 2,5 mV, pentru a evita comutările parazite.

În general această schemă nu necesită reglaje. Pentru o referinţă de 10 V ± 0,1% şi rezistenţe (R_1, R_4) de 5 kΩ ± 0,05%, eroarea maximă la capăt de scală este ± 0,15%. Eroarea pentru scală zero depinde în totalitate de tensiunea de ofset şi curenţii de intrare ai comparatorului; în cazul în care nu poate fi tolerată se utilizează următoarele proceduri de calibrare:

(a) Calibrare pentru scală zero. Se aplică $V_{IN} = +20$ mV (1/2 *LSB*) şi se alege rezistenţa R_3 în jurul valorii de 3,9 MΩ astfel încît pentru un semnal de tact de frecvenţă joasă, ieşirea binară *D0 — D7* să fluctueze între 0000 0000 şi 0000 0001 (trebuie evitată folosirea unui potenţiometru deoarece conduce la o creştere a capacităţii şi inductanţei parazite în nodul de comparare).

(b) Calibrare pentru capăt de scală. Se aplică $V_{IN} = +9{,}940$ V, şi se ajustează R_1 pînă cînd ieşirea binară a convertorului *A/D* fluctuează între 1111 1110 şi 1111 1111; acelaşi efect pentru calibrare se poate obţine prin ajustarea tensiunii de referinţă, V_{REF}.

O dată încheiată calibrarea, precizia conversiei depinde de erorile introduse de variaţia temperaturii.

- *Indicaţii privind realizarea desenului de cablaj.*

— Masa logică trebuie să aibă traseul separat de masa analogică; traseele trebuie să se întîlnească într-un singur punct.

— Traseele de logică nu trebuie să traverseze sau să fie în iemdiata vecinătate a unor zone sensibile analogice ale schemei. Acest lucru este important în special pentru nodul de comparare.

— Traseul dintre ieşirea β*DAC*-08 şi intrarea comparatorului trebuie fie scurt, eventual cu inel de gardă din masa analogică.

— Intrarea analogică, V_{IN}, să fie aplicată prin traseu cît mai scurt de la conectorul plăcii pînă la componentele schemei.

1.6.5. Convertor *A/D* rapid

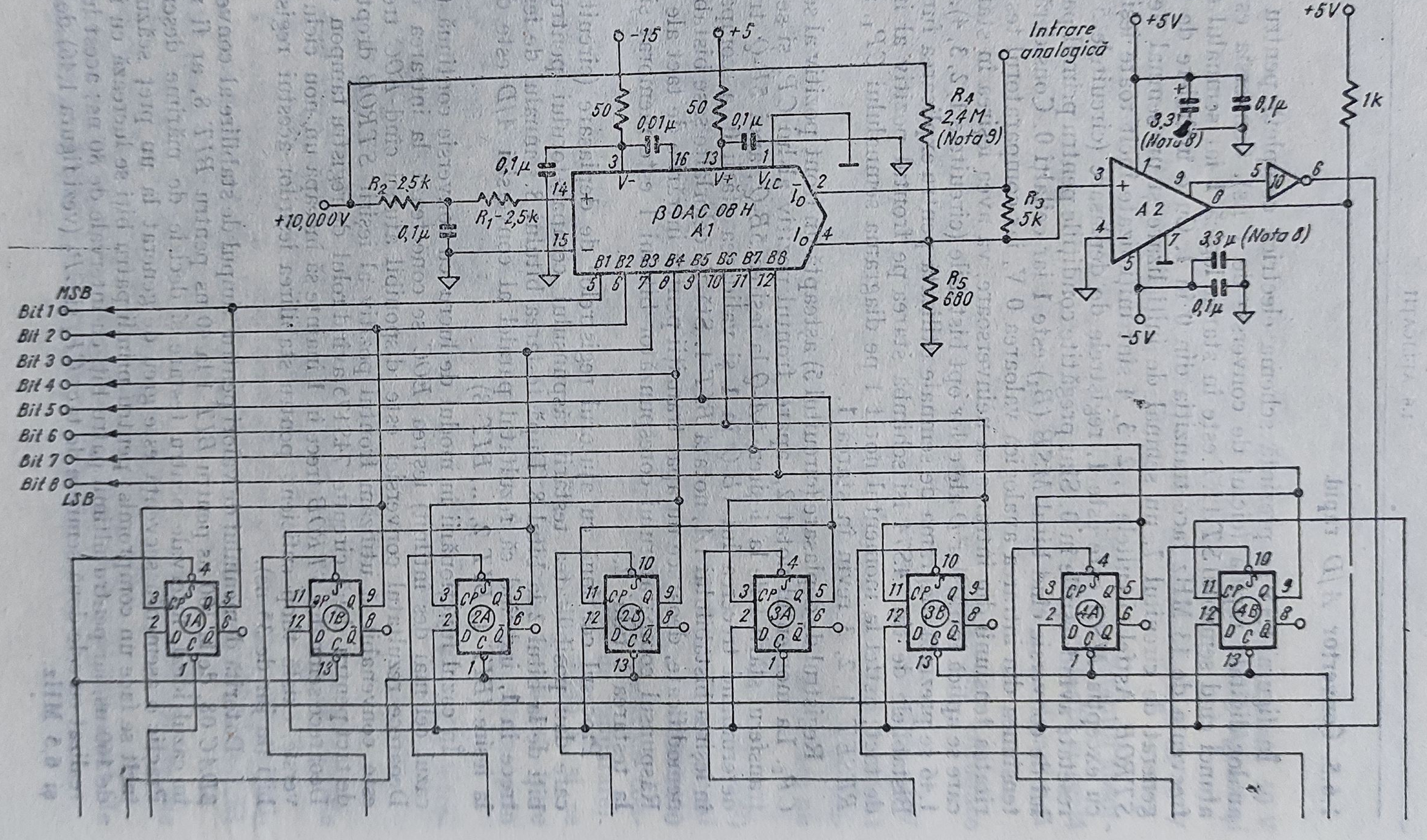
În figura 1.45 se prezintă schema electrică completă pentru conversie analog/digitală rapidă (ciclul de conversie de 1 μs). Conversia este iniţiată atunci cînd semnalul *START* este în starea logică 1 iar semnalul de tact cu frecvenţa de 13 MHz face tranziţia din 0 în 1. Cu o întîrziere de 9 ns, este generat de circuitul 7, un semnal de iniţializare şi un semnal de inhibare, *STROB*. Astfel circuitele 1, 2, 3, 4 sînt iniţializate încît toate ieşirile sînt 0 cu excepţia *MSB* care este 1, registrele de deplasare (circuitele 5 şi 6) sînt resetate avînd ieşirile în 0. Sînt pregătite condiţiile pentru primul pas al ciclului de conversie cînd bitul *MSB* (B_1) este 1 iar ceilalţi 0. Considerăm pentru tensiunea din intrarea analogică valoarea 0 V, iar comparatorul testînd polaritatea tensiunii din intrarea sa neinversoare, va avea ieşirea în stare logică 0 care se aplică intrărilor *D* ale celor opt bistabile (circuitele 1, 2, 3, 4). În figura 1.46 se prezintă diagrama de semnale utilizată pentru explicarea funcţionării. Bistabilele de tip 74*S*74 îşi schimbă starea pe frontul pozitiv al impulsului de tact; astfel la momentul notat 1 pe diagrama semnalului CP_1, semnalele *RESET* 1, 2, 3 revin în starea 1.

Registrul de deplasare (circuitul 5) aşteaptă un front pozitiv al semnalului CP_2. La momentul notat 2, apare frontul pozitiv al lui CP_2 şi se produce transferul stării 1 de la ieşirea 5*A*-*Q* la ieşirea 5*B*-*Q*; apoi 5*B*-*Q* trece în 0, determinînd trecerea lui 1*B*-*Q* în 1 şi validarea stării 0 a comparatorului în ieşirea bistabilului 1*A*, notată *BIT* 1. Stările celorlalte şase bistabile rămîn nemodificate, deoarece nu apar tranziţii pentru intrările de tact ale acestora. Răspunsul comparatorului corespunzător bitului 1 este memorat şi se trece la testarea bitului 2.

Procesul continuă cu ajutorul registrelor de deplasare (circuitele 5, 6) care dau posibilitatea testării răspunsului comparatorului pentru ceilalţi biţi de la bitul 2 la bitul 8. După testarea bitului 8 semnalul de ieşire *EOC* trece în 1, indicînd că rezultatul paralel al conversiei *A/D* este disponibil la ieşire (*BIT* 1, *BIT* 2, ..., *BIT* 8).

În cazul funcţionării în modul de lucru cu conversie continuă (de altfel cazul cel mai des întîlnit) ieşirea *EOC* se conectează la intrarea *START*. Deoarece rezultatul conversiei este disponibil atunci cînd *EOC* trece în 1, este convenabil să utilizăm frontul pozitiv al ieşirii *STROB* drept semnal de tact pentru două circuite 74*S*175 avînd rolul de registru tampon de 8 biţi. Deoarece semnalul *STROB* trece în 1 înainte să înceapă un nou ciclu de conversie, există timp suficient pentru stabilirea ieşirilor acestui registru de 8 biţi (în jur de 35 ns).

Datorită domeniului de valori pentru timpul de stabilire al convertorului, β*DAC* 08, de la 100 ns pentru *BIT* 1 la 40 ns pentru *BIT* 8, ar fi necesare, în cazul ideal, intervale pentru testare şi decizie de mărime descrescîndă. Practic o asemenea secvenţă este greu de generat la un preţ scăzut, astfel încît se face un compromis: pentru primii patru biţi se lucrează cu intervale de 160 ns, iar pentru ultimii patru biţi cu intervale de 80 ns; acest lucru este realizat cu cele două semnale de tact CP_1 şi CP_2 (vezi figura 1.46) de 13 MHz şi 6,5 MHz.


+5V
1k
+5V
3,3µ (Nota 8)
0,1µ
Intrare analogică
R4 2,4M (Nota 9)
R3 5k
R5 680
A 2
3,3µ (Nota 8)
0,1µ
-5V
-15
+5
50
50
0,01µ
0,1µ
0,1µ
V-
V+
VLC
β DAC 08 H
A1
R2-2,5k
R1-2,5k
+10,000V
B1 B2 B3 B4 B5 B6 B7 B8
MSB
Bit 1
Bit 2
Bit 3
Bit 4
Bit 5
Bit 6
Bit 7
Bit 8
LSB
1A
1B
2A
2B
3A
3B
4A
4B

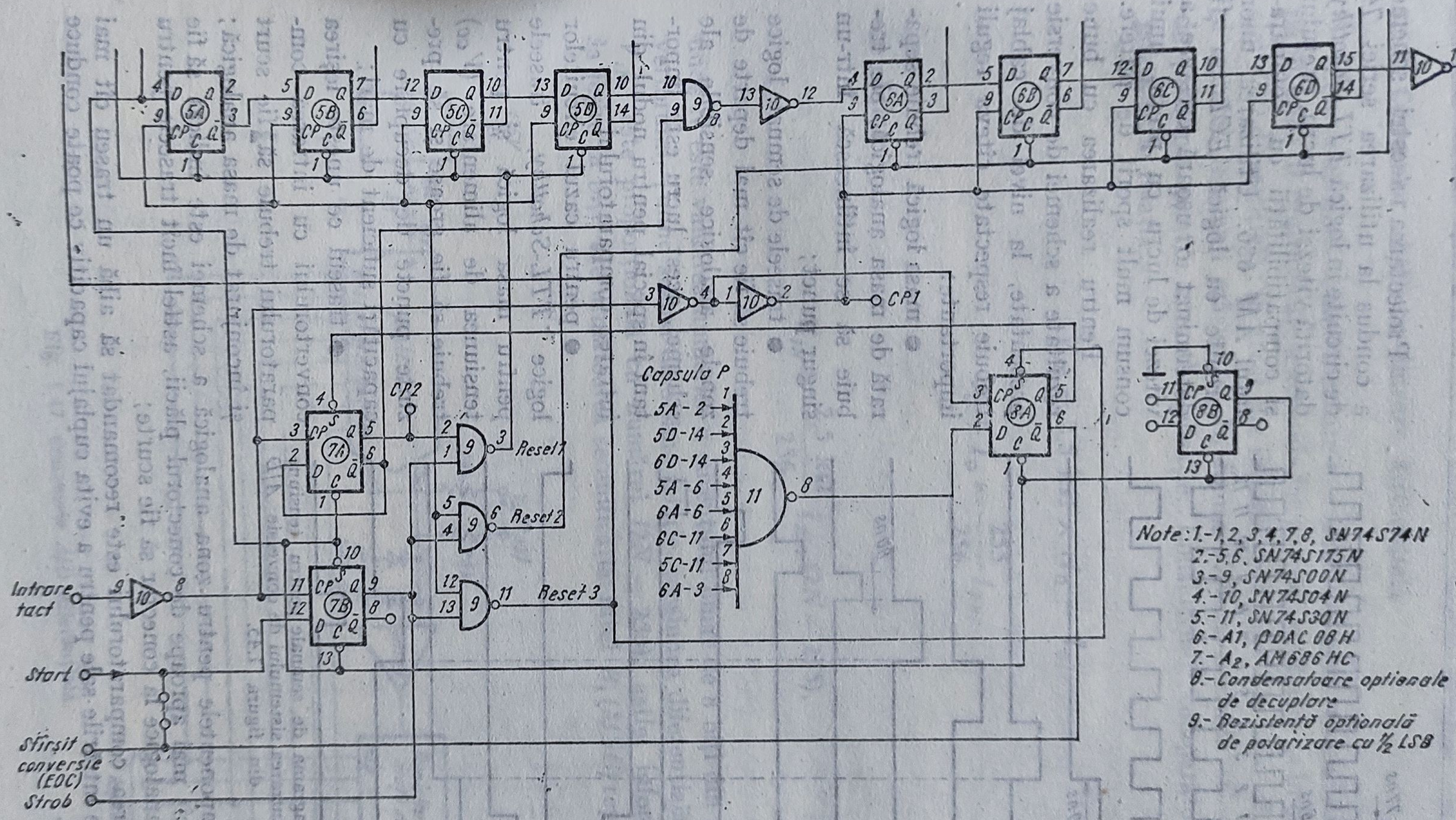


Fig. 1.45. Convertor A/D rapid (durata ciclului de conversie 1 μs).

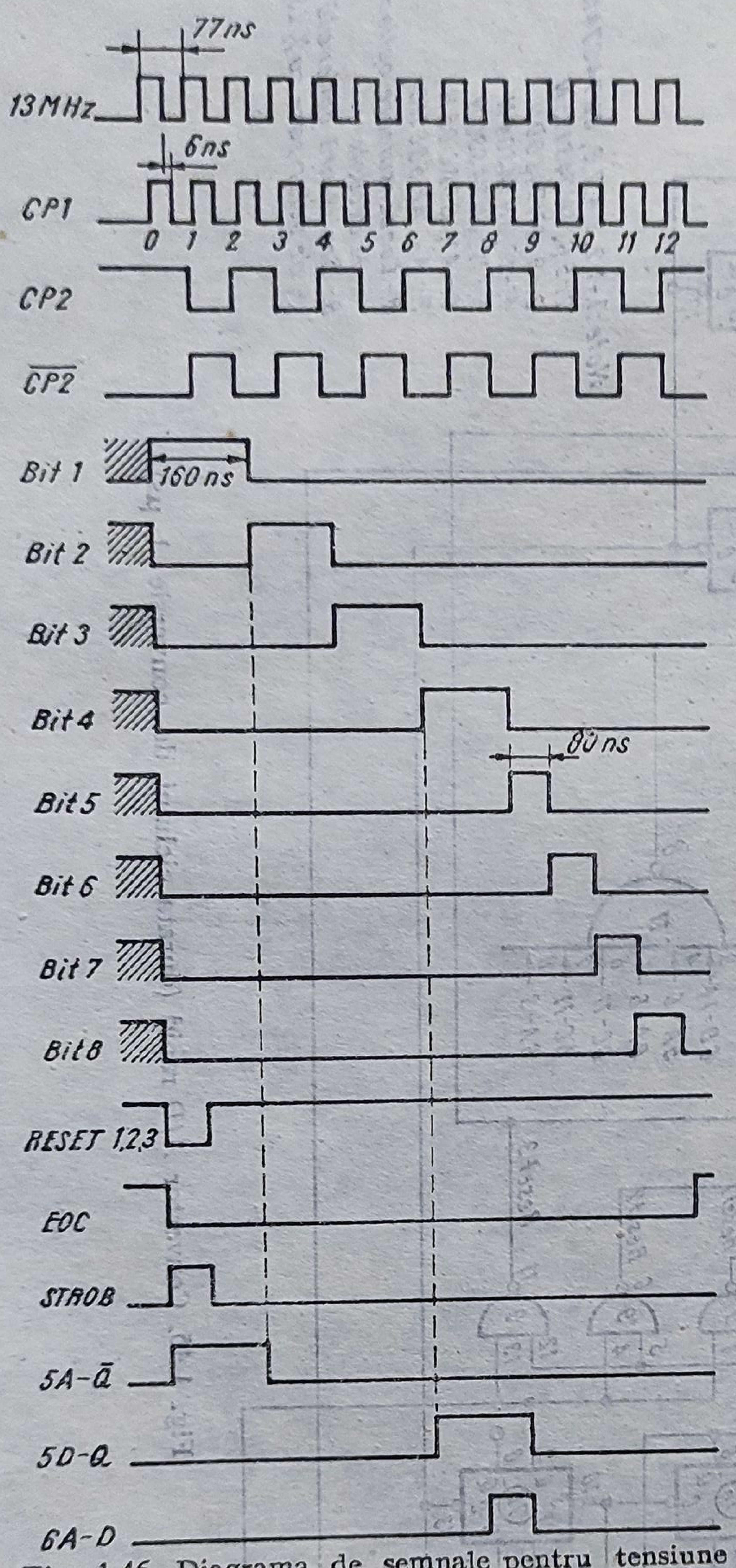


Fig. 1.46. Diagrama de semnale pentru tensiune V_i = OV la intrarea sistemului de conversie *A/D* din figura 1.45.

Proiectarea acestei scheme a condus la utilizarea seriei 74 de circuite în logică *TTL Schottky* datorită vitezei de lucru, preţului şi compatibilităţii cu comparatorul *AM* 686. Utilizarea unor circuite cu logică *ECL* ar fi determinat o uşoară creştere a vitezei de lucru cu preţul unui consum mult sporit de putere.

Pentru realizarea cu bune rezultate a schemei de conversie prezentate, la nivel de cablaj trebuie respectate cîteva reguli importante:

- masa logică trebuie separată de masa analogică, ele trebuie să se întîlnească într-un singur punct;
- traseele de semnale logice trebuie să fie cît mai departe de zonele analogice sensibile ale schemei, acest lucru este important în special pentru nodul din intrarea comparatorului;
- pentru cazul circuitelor logice *TTL-Schottky*, traseele pentru masa logică şi pentru tensiunea de alimentare (V_{cc}) trebuie să fie groase şi să prezinte puncte de decuplare cu capacităţi suficient de mari;
- traseul ce uneşte ieşirea convertorului cu intrarea comparatorului trebuie să fie scurt şi înconjurat de masa analogică;
- componentele pentru zona analogică a schemei este indicat să fie localizate cît mai aproape de conectorul plăcii, astfel încît traseele pentru semnalele analogice la conector să fie scurte;
- ieşirea comparatorului este recomandat să aibă un traseu cît mai depărtat de intrările sale pentru a evita cuplajul capacitiv ce poate conduce la oscilaţie.

1.6.6. Convertor A/D cu intrare diferenţială

Cele două ieşiri complementare de curent ale convertorului β*DAC* 08 şi capabilitatea de multiplicare a acestuia fac posibilă utilizarea sa în cadrul conversiei A/D diferenţială; în acest caz informaţia binară din ieşire (8 biţi) conţine şi semnul tensiunii măsurate. În figura 1.47 se prezintă schema electrică de principiu pentru această aplicaţie. Considerînd comparatorul ideal, se poate scrie relaţia:

$$V_{IN} = 2{,}5\ \mathrm{k}\Omega \times (I_o - \bar{I}_o)$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obţine

$$V_{IN} = \frac{2{,}5\ \mathrm{k}\Omega}{256} I_{REF}(2N - 255),$$

unde N este valoarea numerică a curentului binar de 8 biţi din intrarea convertorului. Ţinînd seama de ultima relaţie, tensiunea diferenţială din intrare, V_{IN}, este proporţională cu numărul $(2N - 255)$, astfel informaţia logică la ieşire (8 biţi) are următoarea semnificaţie: bitul B_1 (MSB) reprezintă pola-

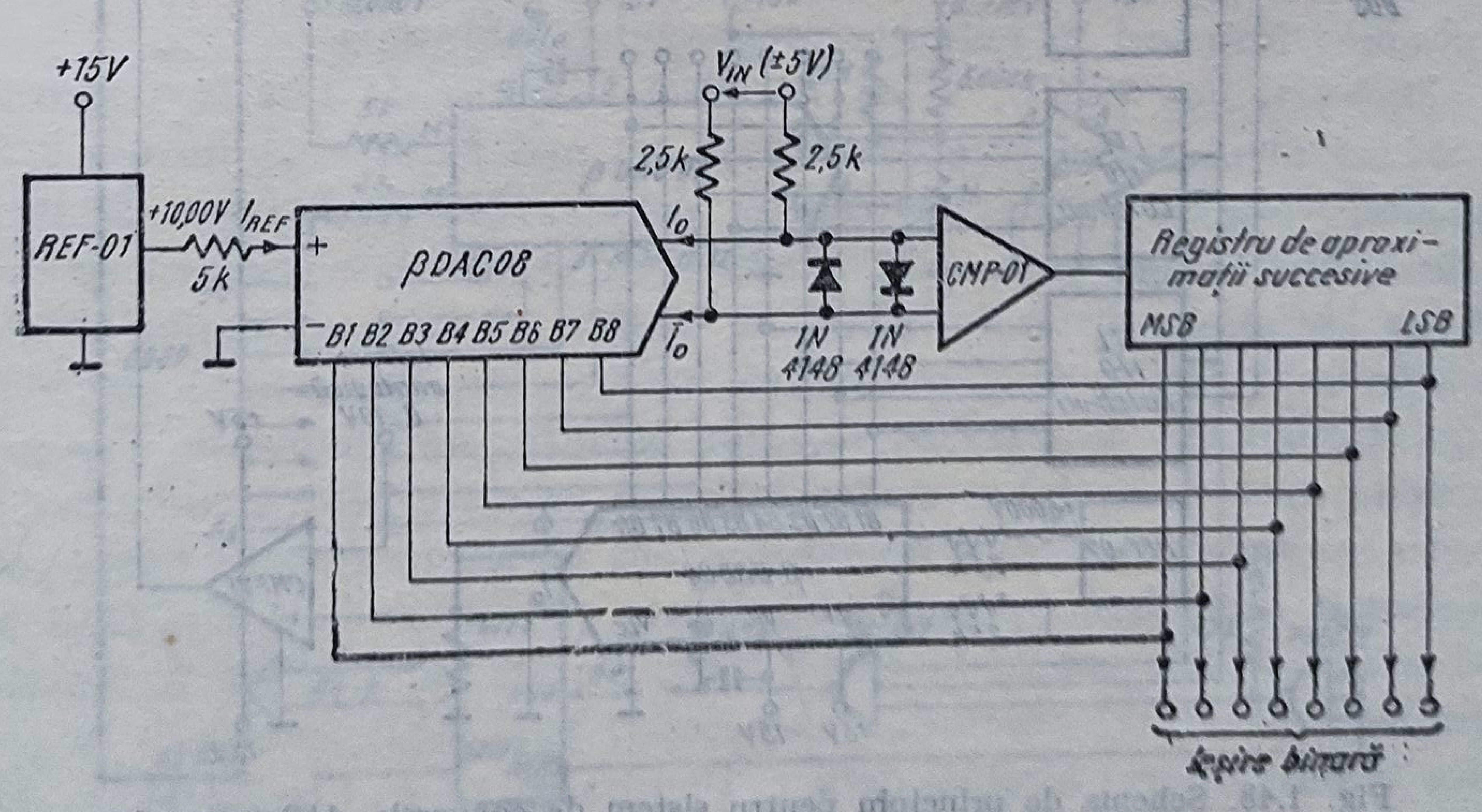


Fig. 1.47. Conversie A/D diferenţială.

ritatea tensiunii ($B_1 = 1$ pentru semnul plus și $B_1 = 0$ pentru semnul minus) iar valoarea tensiunii este dată de numărul zecimal atașat numărului binar de 8 biți, $B_2, B_3, ..., B_8$, 1 dacă semnul este plus respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, ..., \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus. Pentru cazul $V_{IN} = 0$ se obține la ieșire informația binară corespunzătoare valorilor $N = 127$ și $N = 128$, ceea ce înseamnă că rezultatul conversiei A/D diferențiale are eroarea $\pm \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{256} I_{REF} \simeq \pm 20 \text{ mV}$.

Această schemă de conversie prezintă avantajul unei intrări diferențiale; pentru funcționare corectă tensiunea diferențială trebuie să fie în domeniul $\pm$ 5 V iar tensiunea de mod comun în domeniul $\pm$ 5V (dacă tensiunea diferențială este în domeniul $\pm$ 10 V trebuie ca rezistențele din intrare să fie de 5 kΩ în loc de 2,5 kΩ iar tensiunea de mod comun să fie 0V).

Dacă viteza de conversie nu este critică, conversia A/D se poate face cu numărare bidirecțională.

1.6.7. Sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

● *Configurația generală a sistemului*

Datorită capabilității convertorului β*DAC* 08 de a funcționa la tensiuni reduse de alimentare ($\pm$5 V) și de interfațare cu orice tip de logică, acesta este foarte potrivit în sistemele cu microprocesor. Un asemenea sistem

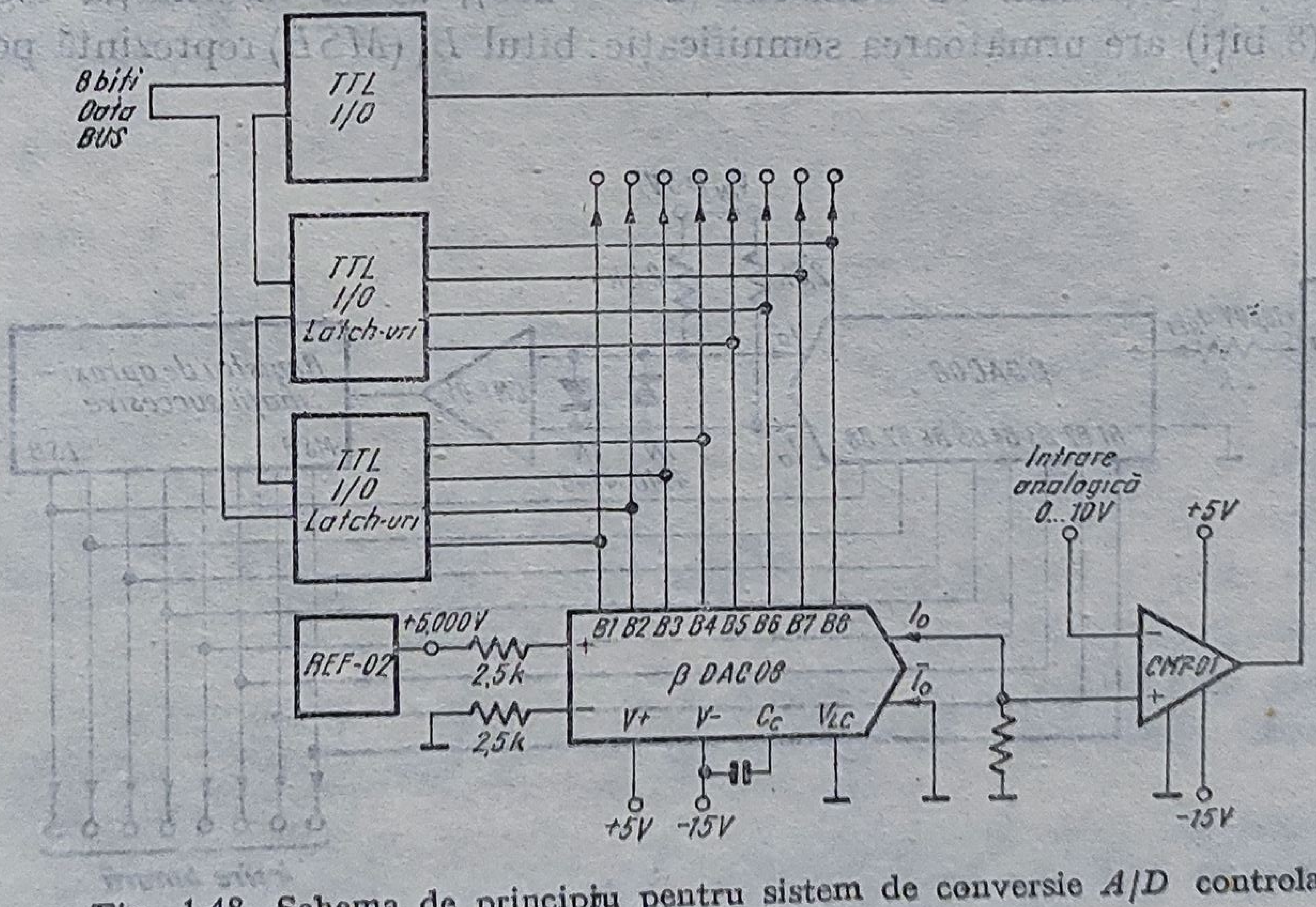


Fig. 1.48. Schema de principiu pentru sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

este prezentat în figura 1.48. Acest sistem realizează conversia A/D a unui semnal analogic cu valori între 0 şi +10 V, în informaţie binară de 8 biţi ce reprezintă rezultatul conversiei. Controlul conversiei *A/D* este făcut de microprocesor prin intermediul unei interfeţe logice; programînd memoria *ROM* din sistem cu algoritmul pentru aproximaţii succesive sau algoritmul de urmărire, pentru conversia *A/D*, toată logica operaţiei de conversie este furnizată de microprocesor. Aceasta este o cale necostisitoare ca preţ şi realizare fizică deoarece nu mai sînt necesare obişnuitele circuite logice componente ale sistemului de conversie *A/D* fără microprocesor.

● *Conversia A/D utilizînd βDAC 08 controlat cu microprocesorul 8080 A.* În această aplicaţie se prezintă o metodă simplă, de preţ scăzut, pentru conversie *A/D* de 8 biţi utilizînd convertorul β*DAC* 08 şi microprocesorul 8080 A. Cu ajutorul unui program optim s-a reuşit eliminarea circuitelor periferice de separare. Uşor de extins la conversie de 10 sau 12 biţi, metoda prezentată poate fi implementată şi pentru alte microprocesoare care au altă distribuţie pentru calea de adrese şi calea de date.

Acest sistem foloseşte capabilitatea miroprocesorului 8080 *A* de a simula schema logică pentru aproximaţii succesive. Schema electrică pentru interfaţarea convertorului β*DAC* 08 cu microprocesorul 8080 *A* este prezentată în figura 1.49. Ultimii cei mai puţin semnificativi opt biţi ai bus-ului de adresă reprezintă date pentru intrările convertorului β*DAC* 08. În continuare se prezintă programul subrutinei ce realizează funcţionarea sistemului:

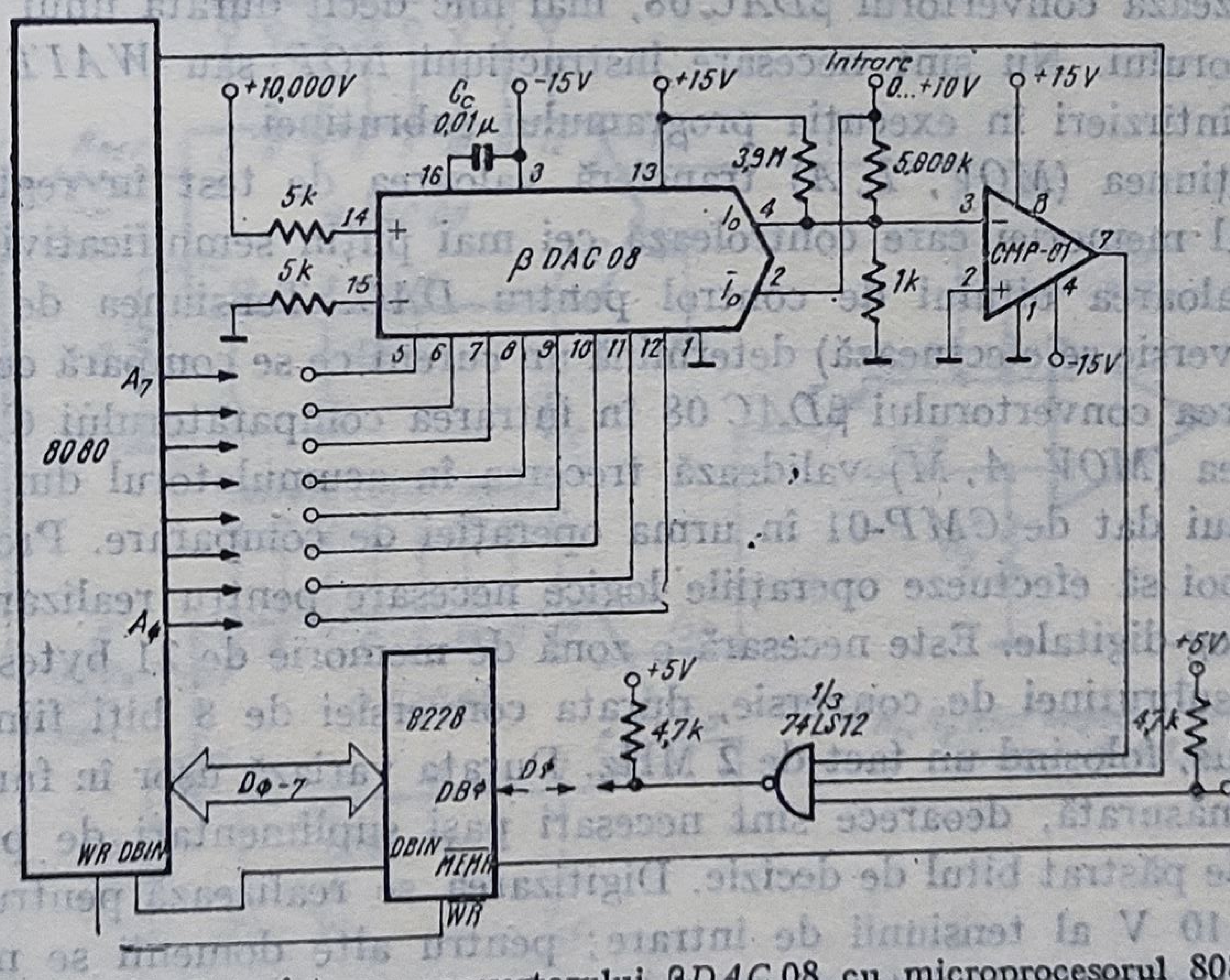


Fig. 1.49. Interfaţarea convertorului β*DAC* 08 cu microprocesorul 8080 *A*.

```
START: LXI B, 0800 ; se încarcă bitul MSB în registrul B şi se resetează registrul C.
       MOV A, B    ; se transferă bitul MSB în acumulator
       MOV H, A    ; se setează bitul pentru MEMORY MAP. I/O (A15)
TEST:  ORA C       ; se adună valoarea ultimului test
       MOV L, A    ; se transferă testul curent în registrul L
       MOV A, M    ; se testează starea ieşirii comparatorului
       ANA A       ; se setează flag-urile
       JPO TOOHI   ; se devalidează bitul testului în curs
       MOV A, B    ; se primeşte bitul testului în curs
       ORA C       ; se face totalul pînă în acest moment
       MOV C, A    ; se păstrează totalul
TOOHI: MOV A, B    ; se încarcă valoarea ultimului bit de test
       RAR         ; se roteşte acumulatorul la dreapta (spre LSB)
       MOV B, A    ; se păstrează valoarea noului bit de test
       JNC TEST    ; se trece la adresa TEST dacă programul continuă
       END         ; rezultatul conversiei se află în registrul C
```

Acest mod de adresare apelează convertorul β*DAC* 08 ca o memorie *ROM* de tipul 256×1. Timpul de conversie, interfaţa propriu-zisă şi lungimea subrutinei de lucru sînt minimizate datorită timpului de stabilire scurt ce caracterizează convertorul β*DAC* 08, mai mic decît durata unui ciclu al microprocesorului. Nu sînt necesare instrucţiuni *NOP* sau *WAIT* pentru a produce întîrzieri în execuţia programului subrutinei.

Instrucţiunea (*MOV, L, A*) transferă valoarea de test în registrul *L* de adrese al memoriei care controlează cei mai puţin semnificativi 8 biţi, stabilind valoarea bitului de control pentru *DAC*. Tensiunea de intrare (a cărei conversie se efectuează) determină un curent ce se compară cu curentul din ieşirea convertorului β*DAC* 08 în intrarea comparatorului *CMP*-01. Instrucţiunea (*MOV A, M*) validează trecerea în acumulatorul din 8080 *A* a rezultatului dat de *CMP*-01 în urma operaţiei de comparare. Procesorul continuă apoi să efectueze operaţiile logice necesare pentru realizarea conversiei analog-digitale. Este necesară o zonă de memorie de 21 bytes pentru programul subrutinei de conversie, durata conversiei de 8 biţi fiind între 235 şi 285 μs, folosind un tact de 2 MHz. Durata variază uşor în funcţie de tensiunea măsurată, deoarece sînt necesari paşi suplimentari de program, dacă trebuie păstrat bitul de decizie. Digitizarea se realizează pentru domeniul 0 ... +10 V al tensiunii de intrare; pentru alte domenii se modifică valoarea rezistenţei din intrarea analogică (în acest caz 5,000 kΩ).

1.6.8. Adunarea sau scăderea binară cu ieşire analogică

Asemenea operaţii se pot efectua folosind schema de principiu prezentată în figura 1.50. Deoarece cele două convertoare lucrează cu aceeaşi curenţi de referinţă se poate exprima fiecare din curenţii de ieşire ai acestora ca fiind produsul între valoarea zecimală a cuvîntului logic din intrare şi valoarea cuvîntului de referinţă respectiv. Astfel se poate scrie:

$$I_{OA} = \frac{1}{256} N(A) \times I_{REF}, \quad I_{OB} = \frac{1}{256} N(B) \times I_{REF},$$

unde $N(X)$ este valoarea numerică zecimală a cuvîntului logic X.

În funcţie de poziţia comutatorului K, se efectuează operaţia de adunare sau de scădere a curenţilor I_{OA} şi I_{OB}. Tensiunea la ieşire, E_0, va avea expresia:

$$E_0 = R_1(I_{OA} \pm I_{OB}) = R_1 I_{REF}[N(A) \pm N(B)] \frac{1}{256}$$

Vom considera pentru simplitate că $R_1 = R_2 = R$; cu această observaţie şi ţinînd seama de relaţiile

$$N(A) \pm N(B) = N(A \pm B) \quad \text{şi} \quad V_{REF} = RI_{REF},$$

se obţine

$$E_0 = V_{REF} N(A \pm B) \frac{1}{256},$$

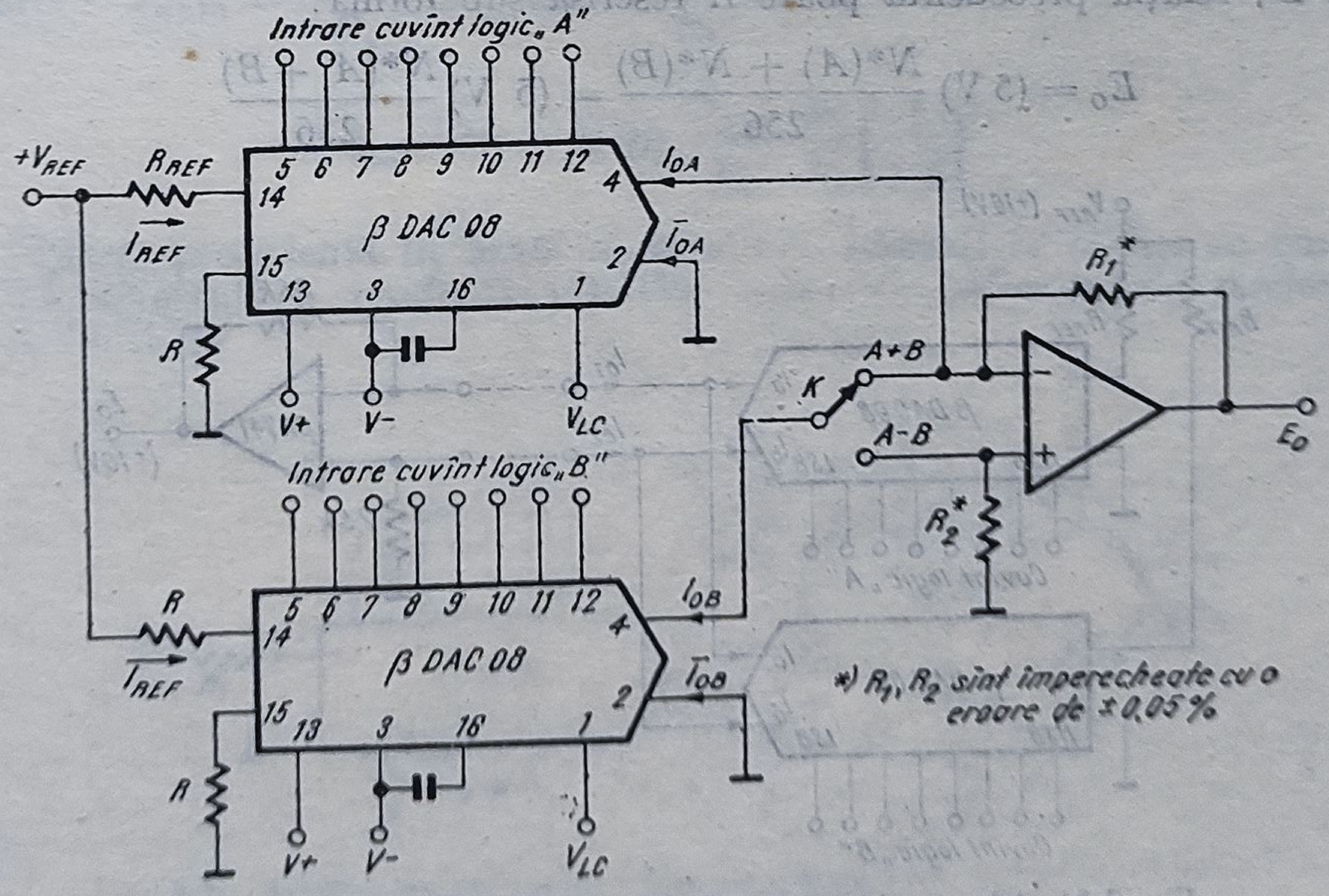


Fig. 1.50. Adunare sau scădere binară cu ieşire analogică.

adică tensiunea la ieşire corespunde operaţiei de adunare sau scădere între cuvintele logice A şi B.

Operaţia aritmetică în cadrul conversiei D/A are o durată determinată de suma între timpul de stabilire al convertorului (100 ns) şi al amplificatorului utilizat în conversia curent/tensiune din ieşire. Asemenea operaţii aritmetice se pot efectua între cuvinte logice aparţinînd unor familii logice diferite, în acest caz se aplică tensiuni pentru controlul pragului logic, V_{LC}, de valori corespunzătoare.

Datorită ieşirii în tensiune, mărimea de la ieşire, E_o, furnizează şi semnul operaţiei aritmetice prin polaritatea acestei tensiuni. În sfîrşit, această schemă realizează un avantaj major faţă de alte scheme în cazul sistemelor cu prelucrări numerice şi reconstituiri de semnale analogice, deoarece asemenea funcţii sînt obţinute cu un număr minim de componente.

1.6.9. Adunare binară în patru cadrane cu ieşire analogică

În figura 1.51 este prezentată schema electrică de principiu care realizează suma algebrică (cu semn) a două numere binare, ieşirea schemei fiind analogică (în tensiune). Astfel pentru tensiunea de ieşire E_o se poate scrie relaţia:

$$E_o = (5\text{ V})\frac{[2N(A) - 255] + [2N(B) - 255]}{256}$$

unde $N(A)$ şi $N(B)$ reprezintă valoarea numerică zecimală a numerelor binare A şi B; relaţia precedentă poate fi rescrisă sub forma:

$$E_o = (5\text{ V})\frac{N^*(A) + N^*(B)}{256} = (5\text{ V})\frac{N^*(A+B)}{256}$$

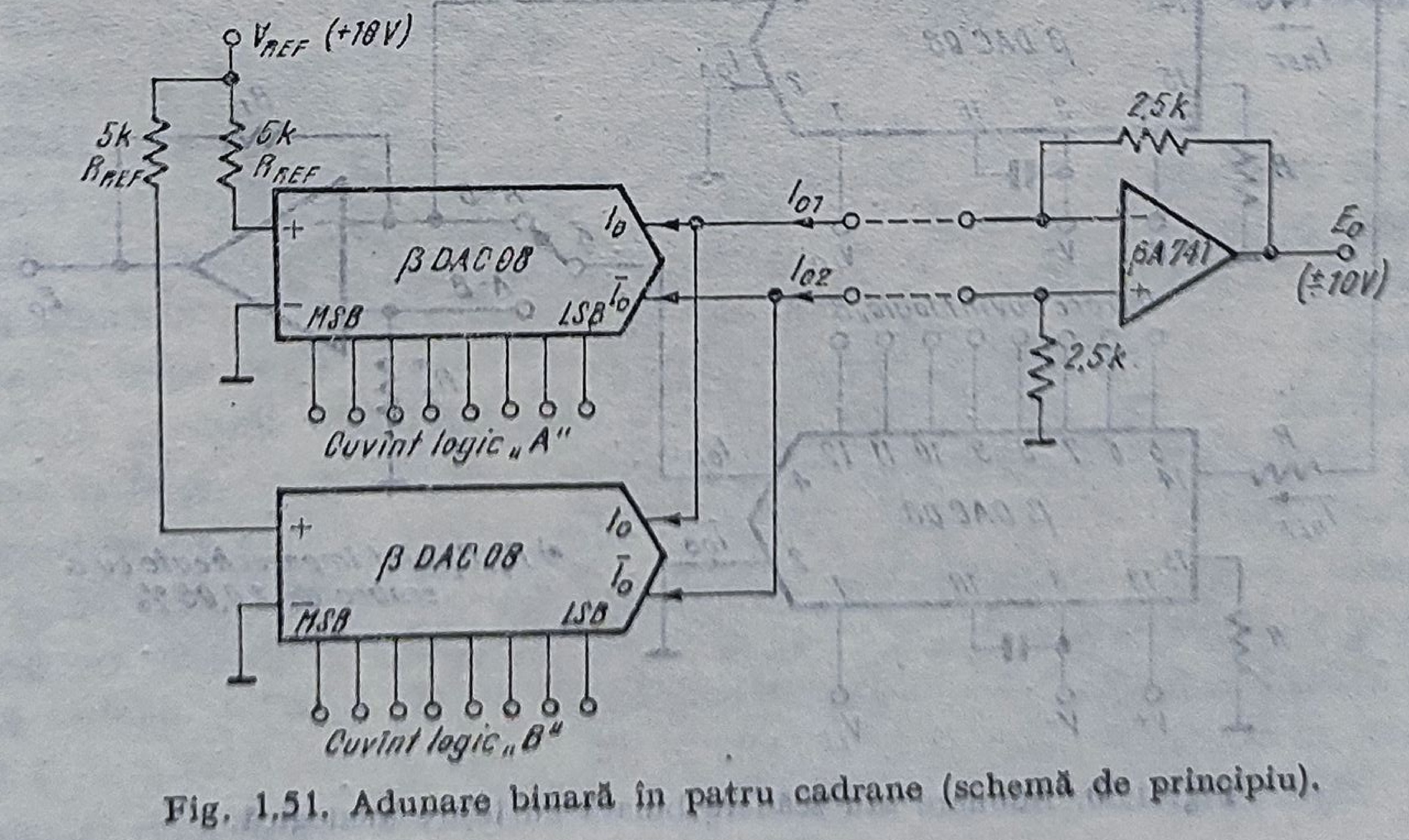


Fig. 1.51. Adunare binară în patru cadrane (schemă de principiu).

unde $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sînt valorile numerice zecimale determinate astfel: se consideră cuvintele binare la intrări $A = A_1, A_2, ..., A_8$, $B = B_1, B_2, ..., B_8$, atunci semnele pentru N^* sînt date de bitul MSB (A_1 respectiv B_1); dacă A_1 sau $B_1 = 1$ atunci semnul este plus și valorile $N^*(A)$, $N^*(B)$ corespund numerelor binare $A_2, A_3, ..., A_8$, 1 respectiv $B_2, B_3, ..., B_8$, 1 iar pentru $A_1, B_1 = 0$ semnul este minus și valorile $N^*(B)$, $N^*(B)$ corespund numerelor binare $\bar{A}_2, \bar{A}_3, ..., \bar{A}_8$, 1 respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, ..., \bar{B}_8$, 1.

Relația precedentă ne arată că tensiunea la ieșire E_0 este proporțională cu suma algebrică a cuvintelor binare A și B.

1.6.10. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (într-un singur cadran)

Produsul digital a două cuvinte de 8 biți se poate realiza cu schema de principiu prezentată în figura 1.52. Notînd cu $N(A)$ și $N(B)$ valoarea numerică a cuvintelor binare A și B se pot scrie relațiile:

$$I_{O1} = N(A)\frac{1}{256} I_{REF1},$$

$$I_{O2} = N(B)\frac{1}{256} I_{REF2},$$

Deoarece $I_{REF1} = \dfrac{V_{REF}}{R_1}$ iar $I_{REF2} = \dfrac{R_2}{R_3} I_{O1}$ se obține:

$$I_{O2} = N(A)\, N(B) \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3} \left(\frac{1}{256}\right)^2$$

Relația precedentă ne arată că la ieșirea schemei se obține un curent, I_{O2} proporțional cu produsul valorilor numerice zecimale ale cuvintelor binare A și B.

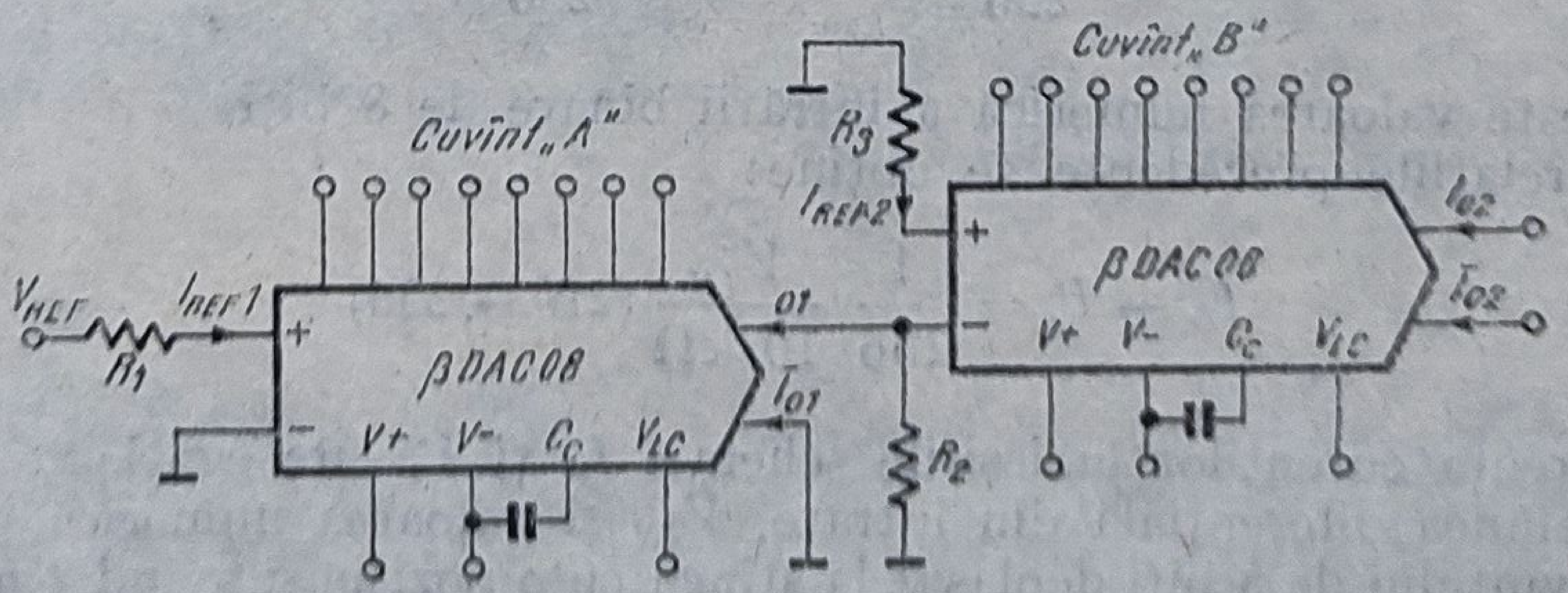


Fig. 1.52. Schema de principiu a unui multiplicator binar (2×8 biți) cu ieșire analogică.

Schema prezentată poate fi privită ca realizînd controlul digital prin cuvîntul binar A asupra mărimii la capăt de scală a curentului I_{03} deoarece are expresia:

$$I_{FS2} = \frac{255}{256} \frac{N(A)}{256} \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3}.$$

Pentru funcţionarea corectă trebuie ca valorile curenţilor de referinţă I_{REF1} şi I_{REF2} să nu depăşească 4 mA; dacă se consideră $I_{REF1} = 2$ mA, trebuie ca $R_2/R_3 < 2$.

Această schemă se utilizează foarte eficient în cazul sistemelor ce prelucrează numeric valorile eşantionate din semnale analogice, după care se reconstituie semnalul rezultat în urma prelucrării, aceste funcţii fiind realizate cu un număr minim de circuite.

1.6.11. Inmulţirea între o mărime analogică şi un cuvînt logic, cu ieşire analogică

În cazul acestei operaţii de multiplicare cu ieşire analogică, polaritatea mărimii de ieşire este dată de produsul între polaritatea tensiunii de intrare, V_{IN}, şi semnul intrării binare de 8 biţi (bitul MSB este bitul de semn). Schema electrică de principiu este prezentată în figura 1.53; se pot scrie relaţiile

$$V_{IN} = (I_{REF1} - I_{REF2}) \times 10 \text{ k}\Omega$$

$$I_O = I_{01} + \bar{I}_{02} = I_{01} - I_{02} + \frac{255}{256} I_{REF2}$$

$$I_O^* = \bar{I}_{01} + I_{02} = I_{02} - I_{01} + \frac{255}{256} I_{REF1}$$

$$I_{01} = \frac{N}{256} I_{REF1}, \quad I_{02} = \frac{N}{256} I_{REF2}$$

unde N este valoarea numerică a intrării binare de 8 biţi.

Din relaţiile precedente se obţine:

$$I_O - I_O^* = \frac{1}{256} \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (2N - 255)$$

Deci diferenţa curenţilor în ieşirile schemei I_O şi I_O^* este egală cu produsul între tensiunea diferenţială din intrare, V_{IN} şi valoarea numerică ce corespunde cuvîntului de 8 biţi deplasat la stînga cu o poziţie şi avînd 1 pe ultima poziţie din dreapta; adică considerînd valoarea numerică N pentru numărul binar $B_1, B_2, ..., B_8$ valoarea numerică $(2N - 255)$ corespunde numărului

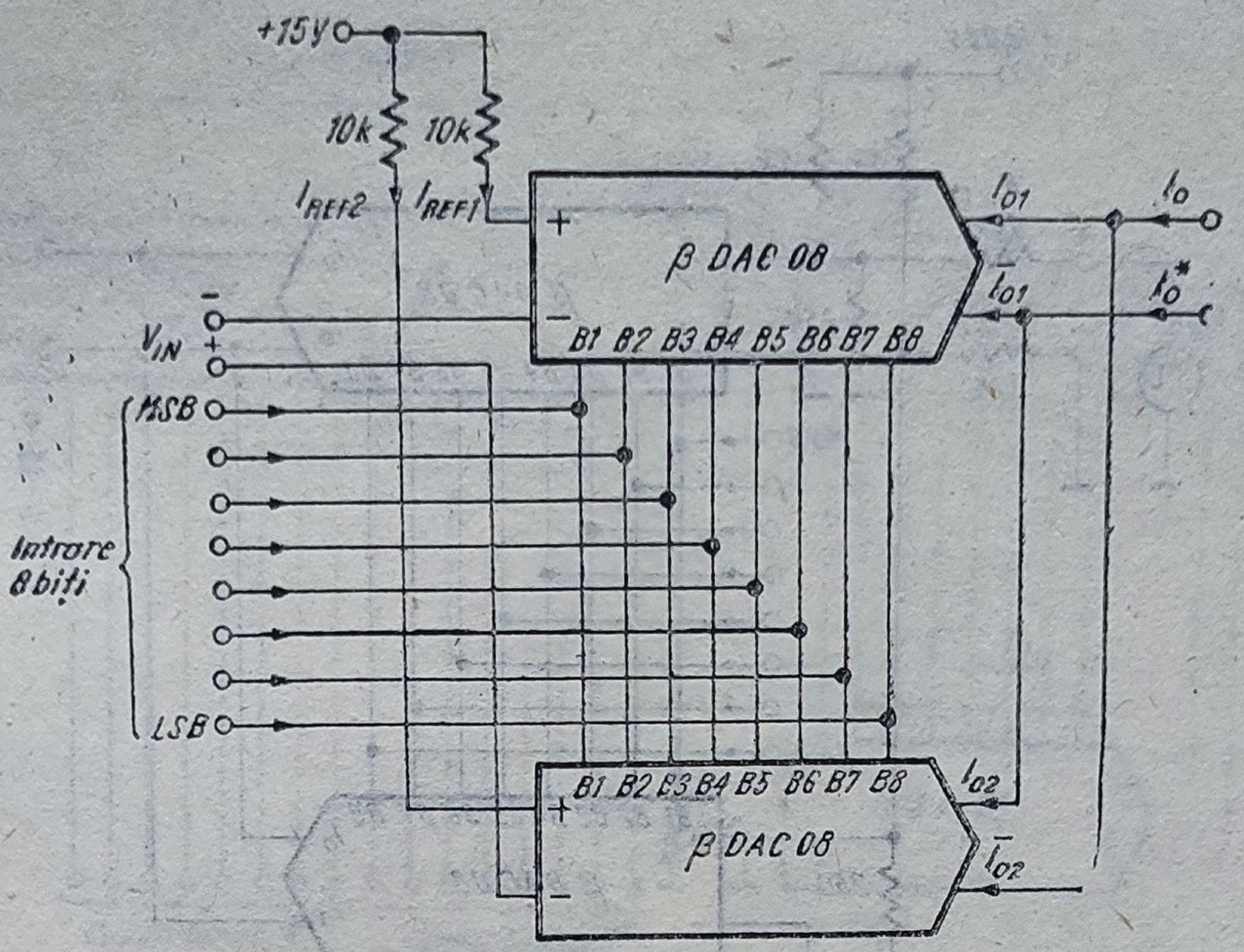


Fig. 1.53. Schema de principiu a multiplicatorului în patru cadrane.

binar $B_1, B_2, ..., B_8$, 1 Acest număr binar de 9 biţi corespunde unui număr de 8 biţi plus semn. Semnul este dat de bitul *MSB* al cuvîntului de 8 biţi din intrare, iar valoarea numerică corespunde cuvîntului de 8 biţi $B_2, B_3, ..., B_8$, 1 dacă semnul este plus ($B_1 = 1$), respectiv cuvîntului de 8 biţi $\bar{B}_2, \bar{B}_3, ..., \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus ($B_1 = 0$). Astfel diferenţa $I_o - I_o^*$ se poate exprima şi sub forma

$$I_o - I_o^* = \frac{V_{IN}}{10\ \text{k}\Omega}(\pm N^*)\frac{1}{256},$$

unde semnul este + dacă $B_1 = 1$, respectiv − dacă $B_1 = 0$; valoarea numerică zecimală N^* corespunde numărului binar de 8 biţi $B_2, B_3, ..., B_8$, 1 dacă $B_1 = 1$, respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, ..., \bar{B}_8$, 1 dacă $B_1 = 0$.

Se observă că multiplicarea nu este perfectă deoarece nu există nici o configuraţie binară de 8 biţi pentru care $I_o - I_o^*$ să se anuleze. Valoarea minimă se obţine în cazul valorilor 127 şi 128 pentru N:

$$I - I_o^* = \frac{V_{IN}}{10\ \text{k}\Omega}(\pm 1)\frac{1}{256}.$$

Acest multiplicator primeşte la intrare o tensiune diferenţială ce dezechilibrează curenţii de referinţă a căror valoare este determinată şi de tensiunea de mod comun a intrărilor (+), (−) pe care se aplică tensiunea V_{IN}. Pentru funcţionarea corectă a schemei este indicat ca tensiunea diferenţială şi tensiunea de mod comun să nu depăşească ±10 V.

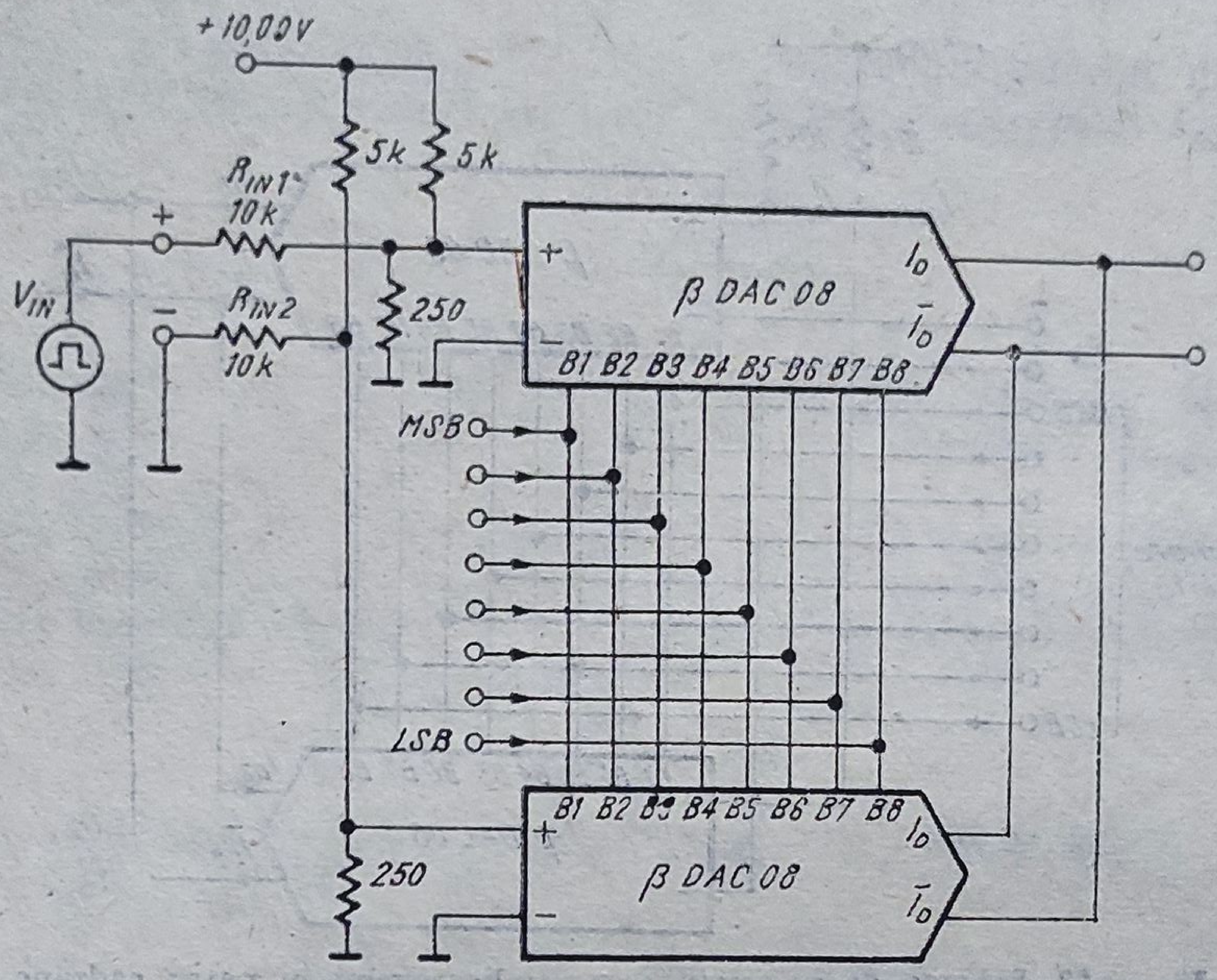


Fig. 1.54. Schema de principiu pentru multiplicator de viteză, în patru cadrane.

Ieşirea multiplicatorului este diferenţială în curent, în ieşire nu este ataşat un amplificator operaţional deoarece în cele mai multe cazuri cele două ieşiri diferenţiale comandă direct transformatoare, traductoare, linii de transmisie, punţi, înfăşurări de motoare.

În cele două ieşiri apare o componentă de mod comun de curent ce trebuie preluată de sarcina diferenţială; o pereche de rezistenţe împerecheate conectate în cele două ieşiri pot fi folosite pentru dirijarea către „masă" a curentului de mod comun al celor două ieşiri, în acest mod reducîndu-se excursia de tensiune de mod comun pentru acestea.

Deoarece tensiunea de intrare se aplică în intrările inversoare ale celor două convertoare, între aceste puncte apare o impedanţă de valoare mare, ce favorizează prezenţa unei surse de tensiune cu impedanţă internă nenulă.

În figura 1.54 se prezintă schema unui multiplicator de viteză în patru cadrane. Această aplicaţie utilizează capabilitatea convertorului β*DAC* 08 de a funcţiona cu impulsuri în intrarea de referinţă. Rezistenţele de intrare R_{IN1} şi R_{IN2} pot avea valori peste 10 kΩ; astfel pentru 100 kΩ tensiunea de intrare V_{IN} poate avea valori de ±100 V, situaţie utilă în cazurile cînd există tensiuni de mod comun de valoare ridicată.

1.6.12. Înmulţirea a două cuvinte binare cu ieşire analogică (în patru cadrane)

Operaţia de multiplicare de viteză între două cuvinte binare de 8 biţi, cu ieşire analogică necesită în mod normal cîteva circuite logice şi un convertor *D/A*. Schema prezentată în figura 1.55 realizează această funcţie cu numai trei circuite.

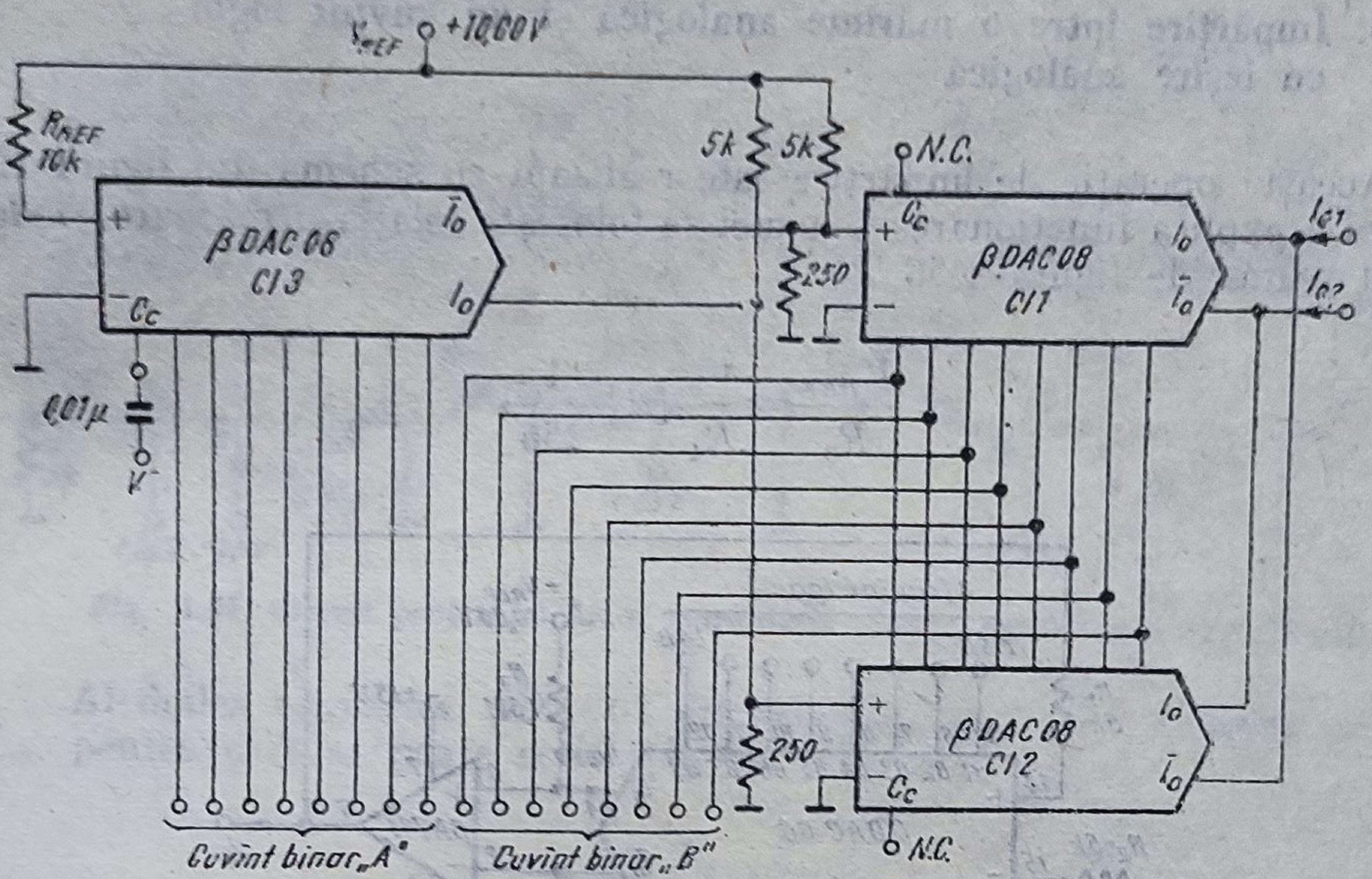


Fig. 1.55. **Multiplicare binară în patru cadrane** (schemă de principiu).

Convertoarele CI_1 şi CI_2 sînt conectate ca în cazul aplicaţiei 1.6.11 iar convertorul CI_3 asigură tensiunea pentru intrările de referinţă ale convertoarelor CI_1 şi CI_2, care depinde de cuvîntul binar A. Mărimea de ieşire este $I_{01} - I_{02}$, fiind utilizată pentru comanda unei sarcini diferenţiale. Ţinînd seama de figura 1.55 şi de rezultatele obţinute în § 1.6.11 se poate scrie:

$$I_{01} - I_{02} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{2N(A) - 255}{256} \frac{2N(B) - 255}{256},$$

unde $N(A)$ şi $N(B)$ sînt valorile numerice zecimale pentru numerele binare A şi B. Dacă cuvintele de 8 biţi A şi B se interpretează ca avînd bitul MSB bit de semn atunci relaţia precedentă se poate scrie astfel:

$$I_{01} - I_{02} = 1 \text{ mA} \frac{N^*(A)\, N^*(B)}{(256)^2},$$

unde $N^*(A)$ şi $N^*(B)$ sînt valorile numerice cu semnul dat de bitul MSB al numerelor A şi B; considerînd $A = A_1, A_2, ..., A_8$ şi $B = B_1, B_2, ..., B_8$, valorile numerice $N^*(A)$ şi $N^*(B)$ sînt date de cuvintele de 8 biţi $A_2, A_3, ..., A_8, 1$ şi $B_2, B_3, ..., B_8, 1$, dacă $A_1 = 1$ $B_1 = 1$ (pentru semnul plus) respectiv de cuvintele $\bar{A}_2, \bar{A}_3, ..., \bar{A}_8, 1$ şi $\bar{B}_2, \bar{B}_3, ..., \bar{B}_8, 1$, dacă $A = 0$, $B = 0$ (pentru semnul minus).

1.6.13. Împărţire între o mărime analogică şi un cuvînt logic cu ieşire analogică

Această operaţie de împărţire este realizată cu schema din figura 1.56. Pentru a explica funcţionarea schemei se foloseşte relaţia următoare, dedusă ţinînd seama de figura 1.56,

$$\frac{V_{REF}}{R_3} = \frac{V_o}{R_1}[A]\frac{1}{256},$$

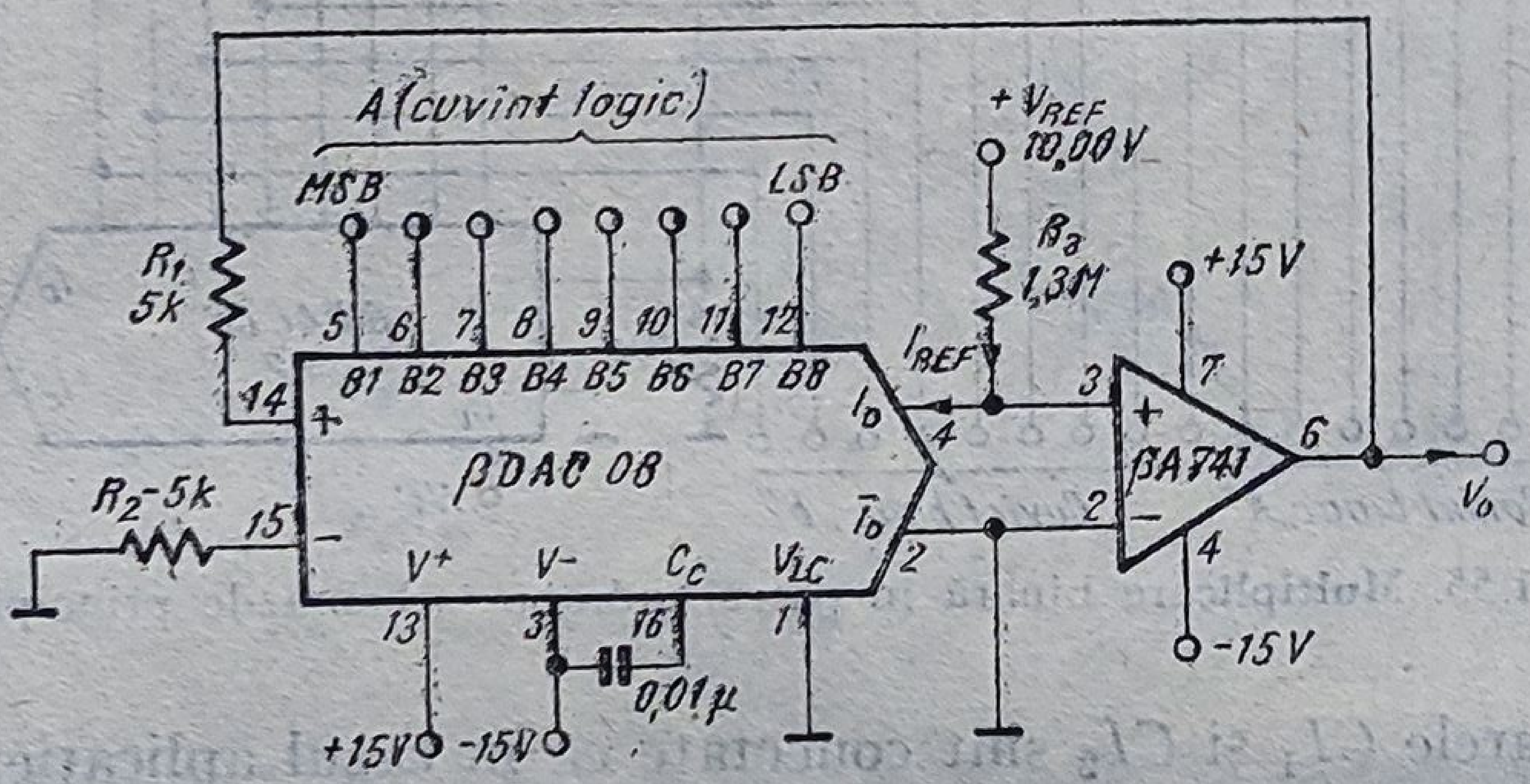


Fig. 1.56. Circuit pentru împărţirea între o mărime analogică şi un cuvînt logic, cu ieşire analogică.

unde $[A]$ este valoarea numerică zecimală a cuvîntului logic aplicat în cele opt intrări; $[A]$ ia valori între 0 şi 255.

Din relaţia precedentă se obţine:

$$V_o = 256\frac{R_1}{R_3}V_{REF}\frac{1}{[A]}.$$

Alegînd tensiunea V_{REF} în mod convenabil, se obţine pentru tensiunea de la ieşire o variaţie între 10 V şi 40 mV, în funcţie de configuraţia logică a celor opt intrări.

1.6.14. Împărţire între două cuvinte logice cu ieşire analogică

Schema electrică a circuitului care realizează această operaţie de împărţire între două cuvinte logice de 8 biţi este prezentată în figura 1.57. Se observă că se regăseşte circuitul de împărţire prezentat în figura 1.57 în § 1.6.13, deci

$$V_o = \frac{256}{[A]}\frac{R_1}{R_3}V_{REF}.$$

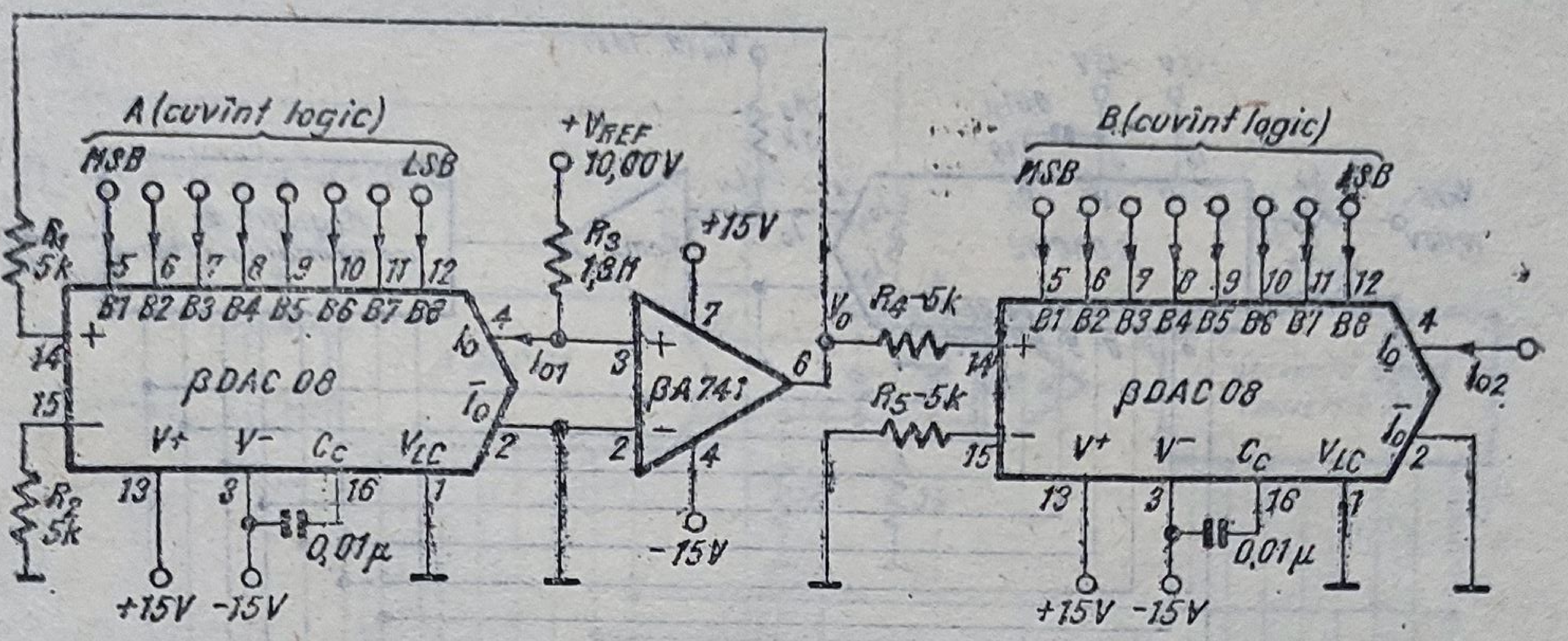


Fig. 1.57. Circuit pentru împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică.

Al doilea convertor, $\beta DAC08$ din schemă, furnizează în ieșire curentul I_{O2}, pentru care se poate scrie relația:

$$I_{O2} = \frac{V_o}{R_4} [B] \frac{1}{256}$$

Ținînd seama de expresia lui V_o, se obține:

$$I_{O2} = \frac{V_{REF}}{R_4} \frac{R_1}{R_3} \frac{[B]}{[A]} = K \frac{[B]}{[A]}$$

În funcție de configurația logică a cuvintelor A și B, curentul la ieșirea schemei, I_{O2}, variază între 8 μA și 2 mA, fiind proporțional cu raportul valorilor numerice $[B]$ și $[A]$.

1.6.15. Raportul a două tensiuni analogice (într-un singur cadran) cu ieșire binară

În figura 1.58 este prezentată schema electrică a circuitului care realizează împărțirea între două mărimi analogice (tensiunile V_{REF} și V_{IN}) și conversia A/D a acestui raport.

Curentul la ieșirea convertorului βDAC 08, I_o, este comparat cu curentul I_{IN} furnizat de tensiunea V_{IN} prin rezistența R_3; prin intermediul comparatorului și a Registrului de Aproximații Succesive este controlat curentul I_o astfel încît bucla de reacție negativă conduce la egalitatea celor doi curenți I_o și I_{IN}. În acest caz se poate scrie relația:

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_3} = I_o = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[C]}{256},$$

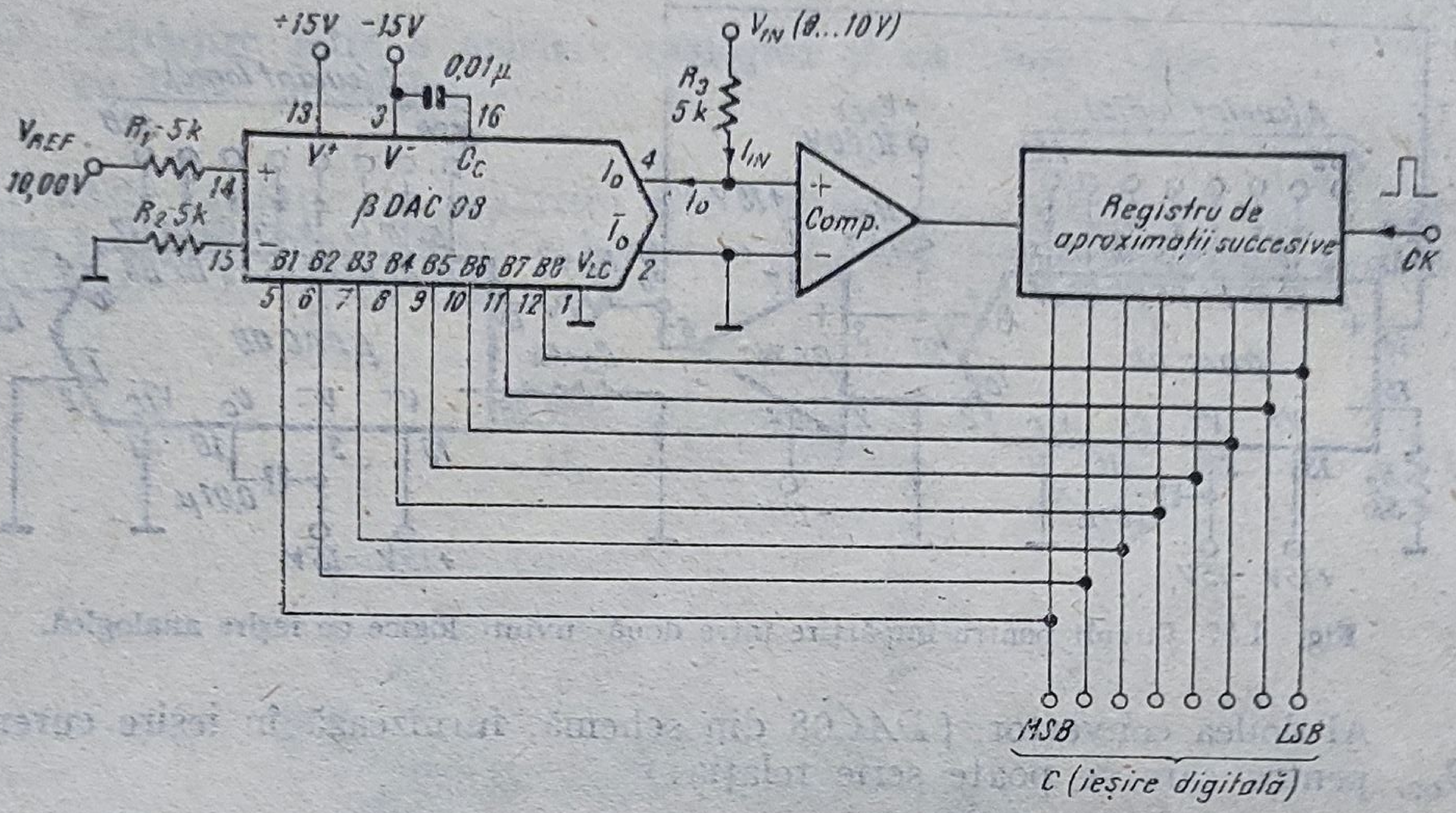


Fig. 1.58. Circuit pentru conversia digitală a raportului a două mărimi analogice.

unde [C] este valoarea numerică zecimală a cuvîntului logic de 8 biți furnizat a ieșire, C.

Din relația precedentă se obține:

$$[C] = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \frac{R_1}{R_3} 256 = K \frac{V_{IN}}{V_{REF}},$$

adică valoarea numerică a ieșirii binare este proporțională cu raportul V_{IN}/V_{REF}. În cazul acestei scheme, tensiunea V_{REF} este constantă, și trebuie ca limita superioară a domeniului de valori pe care îl parcurge tensiunea V_{IN} să fie egală cu tensiunea V_{REF}, pentru o funcționare corectă.

1.6.16. Raportul a două tensiuni analogice (în patru cadrane) cu ieșire binară

Schema electrică de principiu prezentată în figura 1.59 realizează conversia binară a raportului a două ensiuni diferențiale, această schemă este o combinație între schemele din figurile 1.53 și 1.58. Notînd cu N numărul atașat cuvîntului binar de 8 biți de la ieșire, se poate scrie relația:

$$\frac{V_x}{V_Y} = \frac{2N - 255}{256}.$$

Astfel rezultatul conversiei poate fi interpretat astfel: în funcție de polaritatea raportului V_x/Y_Y bitul $B1$ (MSB) al ieșirii este 1 pentru semnul plus

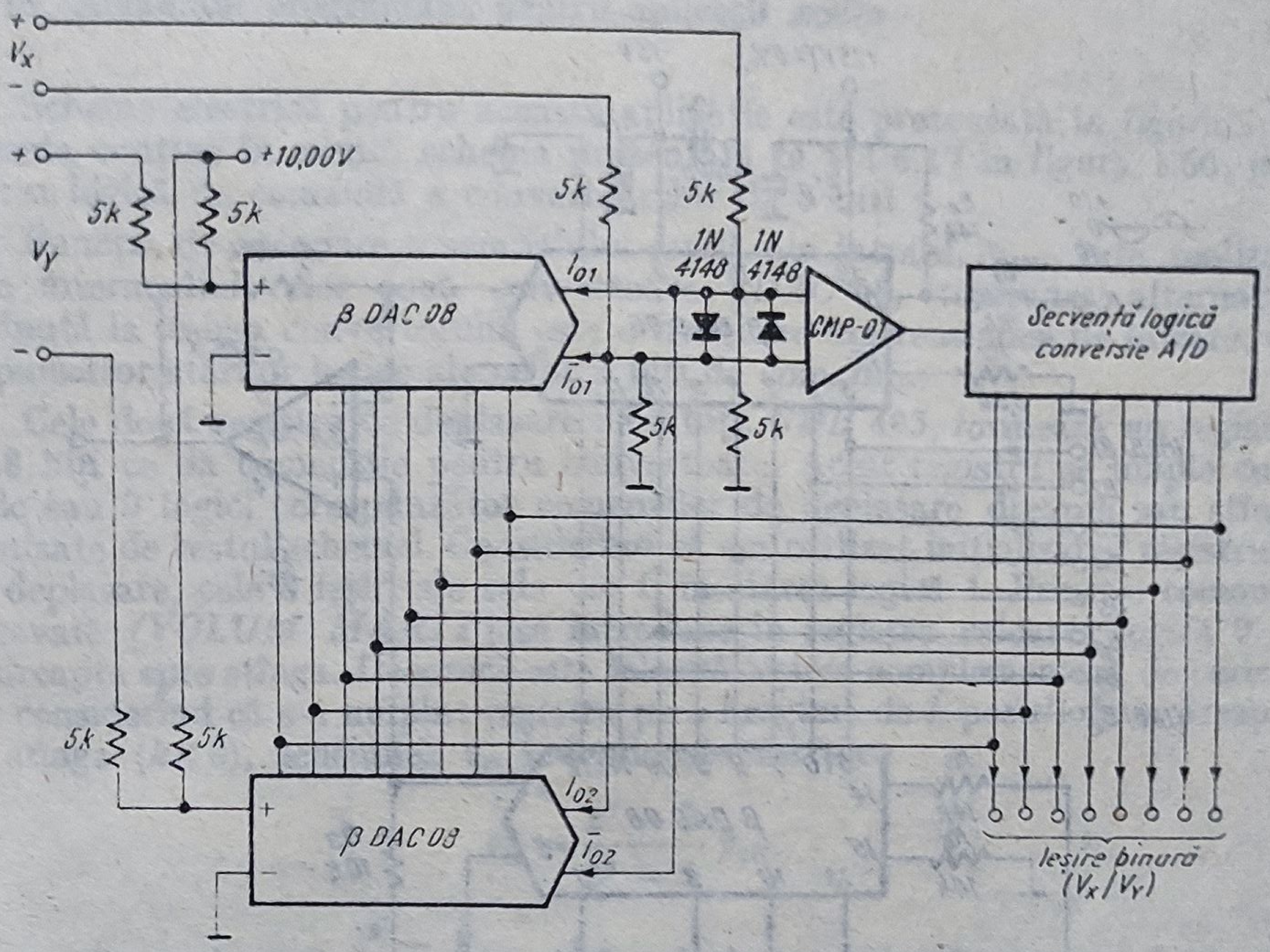


Fig. 1.59. Conversie A/D a raportului de tensiuni.

respectiv 0 pentru semnul minus, valoarea raportului este dată de numărul zecimal corespunzător numărului binar de 8 biți B_2, B_3, ..., B_8, 1 în cazul cînd $B_1 = 1$, respectiv $\overline{B}_2$, $\overline{B}_3$, ..., $\overline{B}_8$, 1 dacă $B_1 = 0$. Această schemă de conversie măsoară rapoarte în gama 0 ... 40 dB. Pentru funcționarea corectă a schemei, intrările diferențiale trebuie să aibă tensiuni diferențiale în domeniul $\pm$ 5V și tensiuni de mod comun în domeniul $\pm$5V.

1.6.17. Atenuator programabil cuplat în curent continuu

Schema electrică a atenuatorului programabil este prezentată în figura 1.60. Controlul atenuării se face prin cele opt intrări logice, iar al treilea convertor are rolul să compenseze componenta de curent continuu ce apare la ieșirea convertorului ce lucrează ca atenuator. Existența componentei continue la intrare este necesară deoarece tensiunea din intrare e_i, are polaritate dublă. Considerînd valoarea numerică a celor opt intrări logice sub forma $N(B_{1-8})$, pentru tensiunea de ieșire, E_o, se poate scrie relația:

$$E_o = (+15 \text{ V})\left(\frac{R_2}{R_4} - \frac{R_3}{R_5}\right) + e_i \frac{R_2}{R_1} N(B_{1-8}) \frac{1}{256}.$$

Deoarece $R_2 = R_3 = R_1 = 10$ kΩ și $R_4 = R_5 = 14$ kΩ se obține:

$$E_o = \frac{R_2}{R_1} N(B_{1-8}) \frac{1}{256} e_i.$$

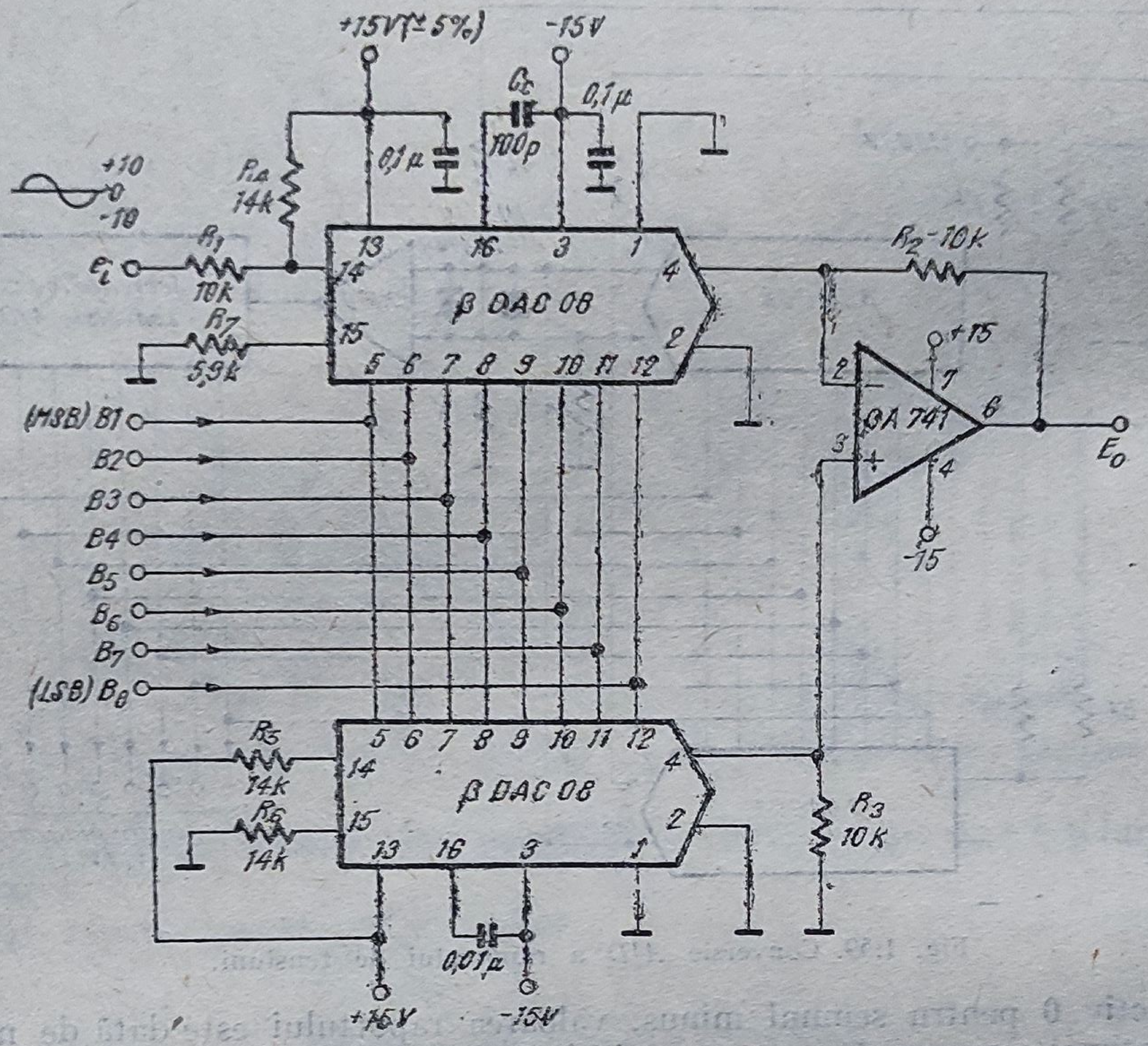


Fig. 1.60. Atenuator programabil cuplat în curent continuu.

Relaţia precedentă arată că ieşirea poate fi cuplată în curent continuu (deoarece componenta continuă a fost compensată), iar amplificarea atenuatorului programabil depinde de raportul R_2/R_1.

Se observă condiţiile necesare pentru o funcţionare corectă a schemei:

- Amplitudinea tensiunii sinusoidale (E_i) verifică relaţia

$$\frac{15\text{V}}{R_4}-\frac{E_i}{R_1}>0;$$

- Rezistenţele R_2, R_3, R_4, R_5 satisfac relaţia

$$\frac{R_2}{R_4}-\frac{R_3}{R_5}=0.$$

Acest atenuator programabil funcţionează cu performanţe foarte bune de distorsiuni pentru gama frecvenţelor audio (0 ... 20 kHz), considerînd pentru capacitatea de compensare (C_c) valoarea de 100 pF.

1.6.18. Atenuator programabil pentru aplicații audio

Schema electrică pentru această aplicație este prezentată în figura 1.61. Aceasta conține în esență schema prezentată în § 1.6.17 în figura 1.60, plus partea logică de comandă a convertoarelor de 8 biți.

Funcția de atenuare a semnalului audio din intrare, v_{IN}, este realizată prin intermediul celor două convertoare β*DAC* 08, tensiunea alternativă obținută la ieșirea convertorului este o fracțiune din tensiunea de intrare, corespunzător stărilor logice ale celor 8 biți de comandă.

Cele două registre de deplasare de 4 biți, *CDB* 495, formează un registru de 8 biți ce dă comenzile pentru convertoare. Acest registru se umple cu 1 logic sau 0 logic, corespunzător comenzilor de deplasare dreapta sau stînga furnizate de restul schemei. Considerînd că s-a realizat inițializarea registrului de deplasare, cele 8 ieșiri ale sale vor fi în starea logică 1. Printr-o comandă adecvată *(VOLUM MĂRIT)* se introduce în registru valoarea logică 0 de la dreapta spre stînga. Deoarece este folosită ieșirea complementară de curent, $\bar{I}_0$, considerînd că s-a umplut registru pe o lungime de k poziții de la dreapta la stînga ($k \leqslant 8$), tensiunea v_O îndeplinește relația:

$$v_O = \frac{2^k - 1}{2^8 - 1} v_{IN}.$$

Dacă se aproximează $\frac{2^k - 1}{2^8 - 1}$ cu 2^{k-8}, relația precedentă conduce la următorul rezultat:

$$\log_2 v_O \simeq (k - 8) + \log_2 v_{IN}.$$

Se observă că logaritmul tensiunii de ieșire crește liniar cu numărul k, obținîndu-se astfel funcția unui potențiometru logaritmic sau atenuator de volum audio. Deoarece relația precedentă se bazează pe aproximația prezentată mai sus se spune că această schemă este echivalentă cu un potențiometru pseudo-logaritmic.

O dată cu creșterea volumului (semnalul de control *„VOLUM MĂRIT"* este în starea logică 0), deci cu deplasarea valorii 0 logic către *stînga*, se obțin și comenzile pentru blocul de afișaj, astfel încît pozițiile stinse sînt corespunzătoare nivelului de atenuare a semnalului audio (cînd toate *LED*-urile sînt aprinse atenuarea este minimă adică volum maxim).

Cele două semnale de tact CK_1 și CK_2 corespunzătoare deplasării la dreapta și la stînga sînt date de oscilatorul realizat cu β*E* 555; acesta are două regimuri de funcționare. Un regim *la pornire*, cînd se generează un semnal cu o frecvență de ordinul sutelor de Hertzi, și al doilea regim de funcționare (regimul *normal*) cînd este furnizat un semnal cu frecvența de ordinul unei fracțiuni de Hertz.

Comenzile pentru creșterea sau micșorarea semnalului la ieșire sînt date prin intrările logice *„VOLUM MĂRIT"* și *„VOLUM MICȘORAT"* (vezi figura 1.61); aceste intrări sînt active pentru starea logică 0.

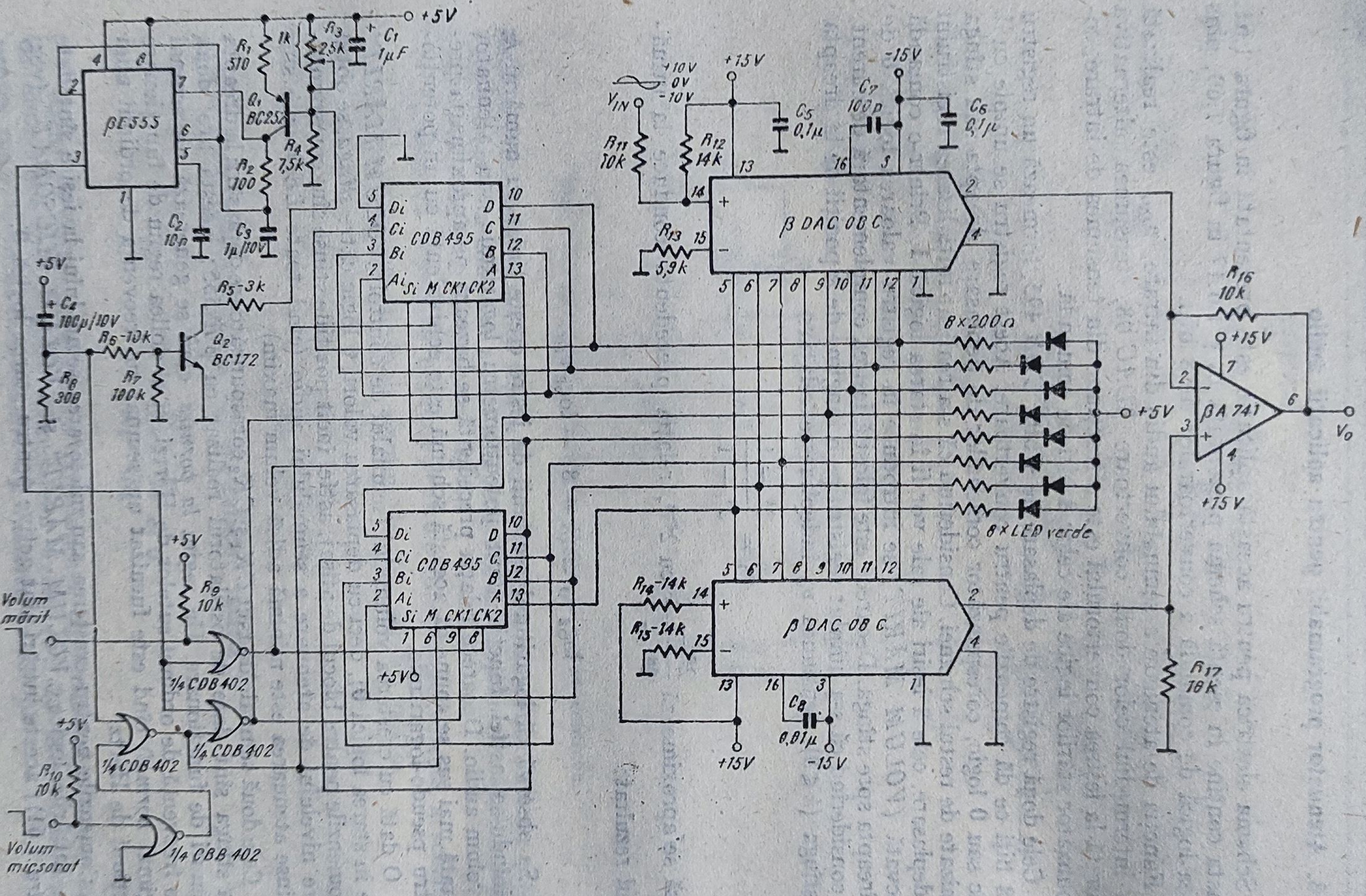


Fig. 1.61. Atenuator programabil pentru aplicaţii audio.

Regimul de pornire al oscilatorului are o durată de ordinul constantei de timp a grupului C_4, R_8: $\tau_p = C_4R_8 = 30$ ms; pe această perioadă trebuie ca oscilatorul să furnizeze cel puţin opt impulsuri care să iniţializeze stările ieşirilor celor două registre CDB 495. În acest caz tranzistorul Q_2 este saturat, determinînd o polarizare a tranzistorului Q_1 la un curent I_p determinat prin relaţia:

$$I_p = \left(V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_5||R_4} - V_{EB1}\right) \Big/ R_1$$

Pentru valorile date în schemă, se obţine $I_p = 0{,}91$ mA.

Deoarece tranzistorul Q_1 lucrează ca generator de curent, trebuie ca în timpul încărcării condensatorului C_3 să nu intre în saturaţie. Dar C_3 se încarcă pînă la tensiunea $\frac{2}{3} V_{CC}$ (ţinînd seama de funcţionarea circuitului βE 555), astfel încît se obţine:

$$V_{EC1} \geqslant V_{CC} - (R_1 + R_2)\, I_p - V_{C3max} = 1{,}1 \ \text{V},$$

ceea ce arată că tranzistorul Q_1 nu intră în saturaţie.

Perioada impulsurilor la pornire este $T_p = t_{1p} + t_{2p}$, unde t_{1p} şi t_{2p} sînt intervalele de timp în care ieşirea lui βE 555 se află în starea logică 1 respectiv 0. Pentru t_{1p} şi t_{2p} avem relaţiile:

$$t_{1p} = \frac{2}{3} V_{CC} \frac{C_3}{I_p} = 3{,}6 \text{ ms}$$

$$t_{2p} = 0{,}693\, R_2C_3 = 0{,}069 \text{ ms}$$ (această durată trebuie să fie de cel puţin cîteva μs).

Astfel rezultă $T_p = 3{,}67$ ms.

Intervalul de timp în care Q_2 este saturat se calculează cu relaţia:

$$t_p = C_4R_8 \ln \frac{V_{CC} - R_8I_L}{V_H - R_8I_L} = C_4R_8 \ln 3 \simeq 33 \text{ ms},$$

unde I_L este curentul de intrare în starea logică **0** al lui CDB 402, iar V_H este tensiunea pentru nivelul logic **1** (s-a considerat $V_H = 2$ V şi $I_L = 1{,}6$ mA).

Deoarece raportul $\frac{t_p}{T_p} \simeq 9$ reprezintă numărul de impulsuri ce se aplică registrelor de deplasare CDB 495, pentru modul de lucru cu deplasarea de la dreapta la stînga se realizează iniţializarea acestor registre, ieşirile lor fiind în stare logică 0 după intervalul t_p de la aplicarea tensiunii de alimentare V_{CC}.

După terminarea regimului de pornire, oscilatorul lucrează pe frecvenţa f_n determinată de relaţia

$$f_n = \frac{1}{t_{1n} + t_{2n}},$$

unde t_{1n} şi t_{2n} se calculează cu relaţiile:

$$t_{1n} = \frac{2}{3} V_{CC} \frac{C_3}{I_n}$$

$$t_{2n} = 0,693\ C_3 R_2.$$

În funcţionare normală tranzistorul Q_2 este blocat şi curentul dat de generatorul de curent Q_1 este:

$$I_n = \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} V_{CC} - V_{EB1}\right) \Big/ R_1.$$

Controlul acestui curent se face prin rezistenţa semireglabilă, R_3, aceasta este ajustată astfel încît să se obţină $f_n \simeq 0,5$ Hz.

În acest caz impulsurile cu frecvenţa f_n determină viteza de creştere sau descreştere a semnalului la ieşire, V_0, corespunzător comenzilor „*VOLUM MĂRIT*" respectiv „*VOLUM MICŞORAT*".

În continuare vom sublinia cîteva particularităţi ale acestei aplicaţii:

- Singurul reglaj al schemei este realizat prin rezistenţa R_3, şi determină viteza cu care se modifică volumul semnalului audio la ieşire;
- Această schemă se comportă ca un potenţiometru digital, avînd impedanţa de intrare fixă, egală cu R_{11} (10 kΩ) iar impedanţa de ieşire practic nulă.
- Pentru ca semnalul de ieşire, V_O, să nu aibă, practic, componentă continuă, trebuie ca rapoartele $\frac{R_{16}}{R_{12}}$ şi $\frac{R_{17}}{R_{14}}$ să fie egale.
- Banda de frecvenţă a acestui „potenţiometru" este determinată de valoarea capacităţii de compensare, C_7; în cazul $C_7 = 100$ pF, banda este de ordinul 50 kHz.
- Distorsiunile introduse de această schemă sînt sub 0,1%.
- Există o intrare privilegiată de control a funcţionării, astfel încît dacă ambele intrări „*VOLUM MĂRIT*", „*VOLUM MICŞORAT*" sînt în stare logică 0 este validată numai intrarea „*VOLUM MICŞORAT*".

1.6.19. Atenuator programabil de curent alternativ, de bandă largă şi impedanţă mare de intrare

În cazul unor aplicaţii de multiplicator cu convertor D/A se preferă pentru simplitate cuplajul capacitiv al semnalului de intrare; totodată se cere şi o impedanţă mare de intrare pentru a evita încărcarea sursei de semnal ce poate avea o impedanţă echivalentă relativ mare.

De asemenea, în cazul unui multiplicator ce lucrează ca atenuator programabil de semnal alternativ, este necesară şi o bandă de frecvenţă cît mai largă.

Aceste cerinţe sînt îndeplinite de schema prezentată în figura 1.62. Intrarea se face prin terminalul pentru compensare de frecvenţă (C_c); acest

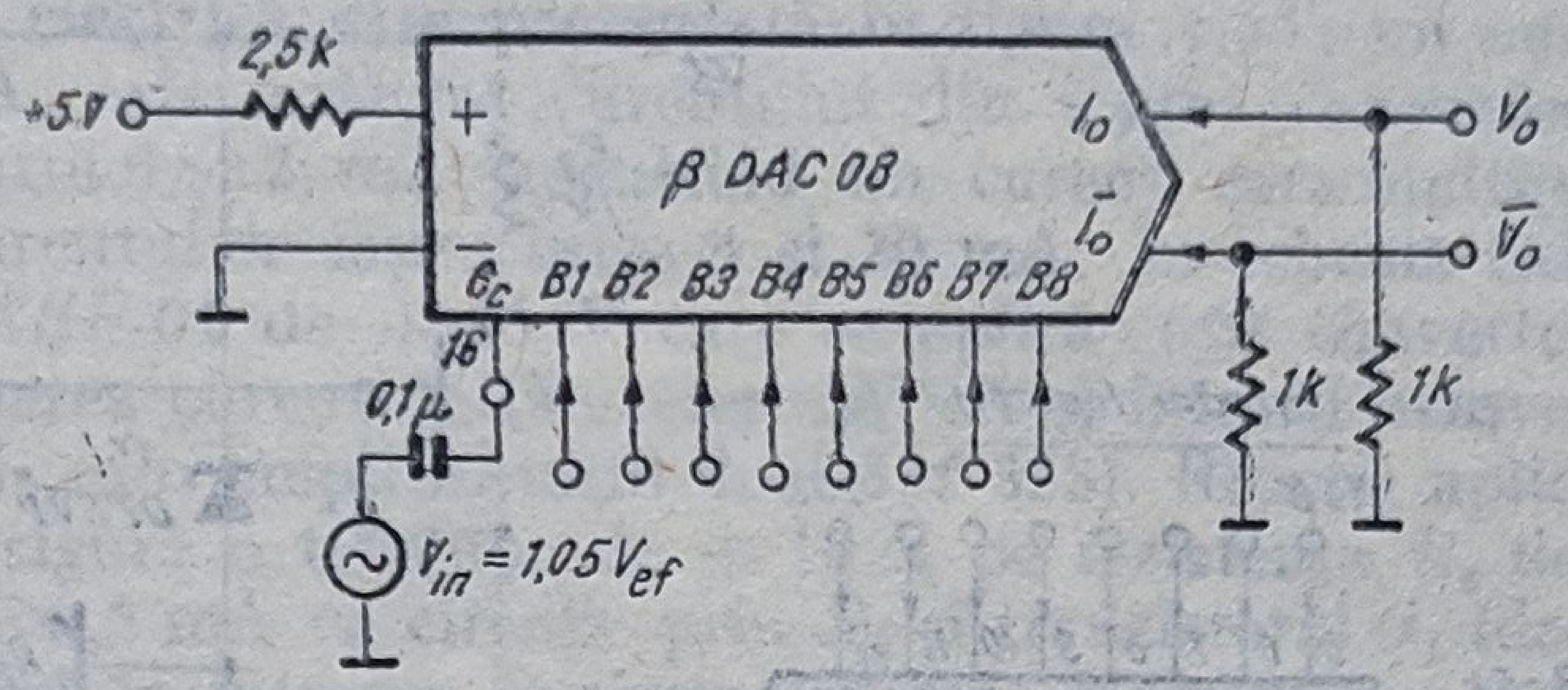


Fig. 1.62. Multiplicator cu intrare cuplată capacitiv şi impedanţă mare.

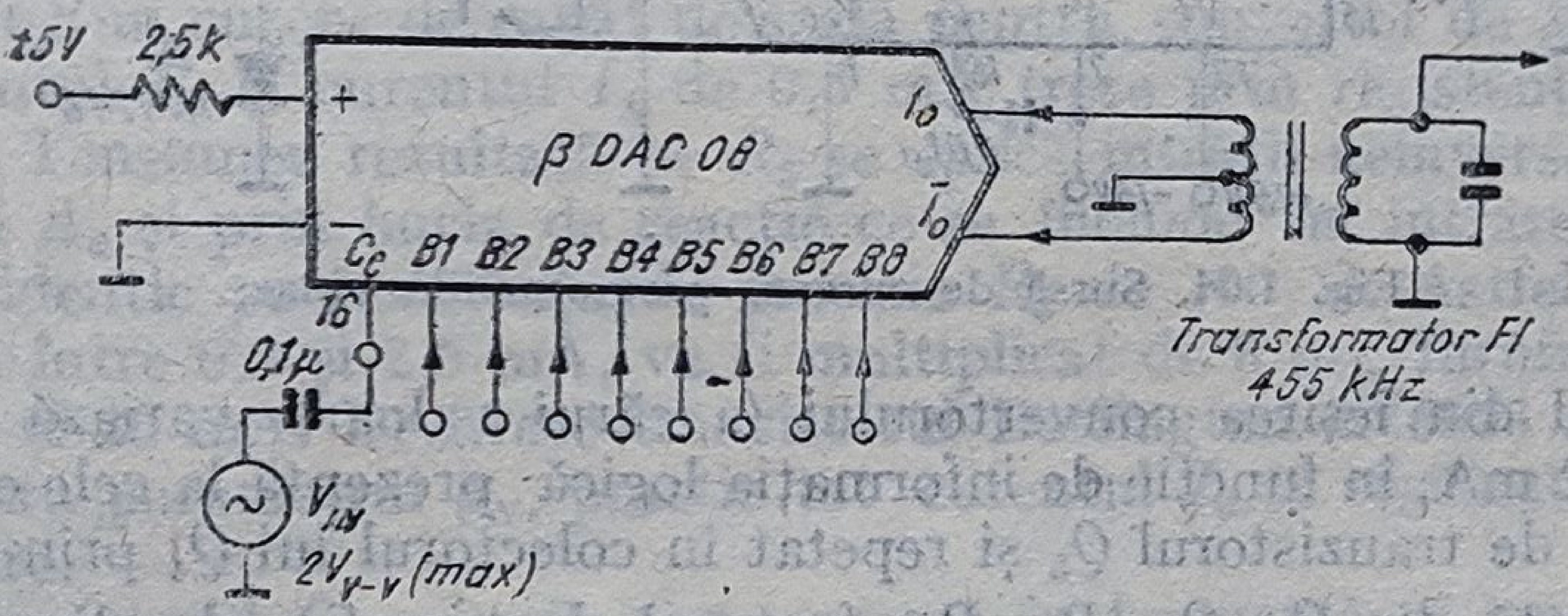


Fig. 1.63. Amplificator programabil de *FI*.

ucru este posibil deoarece terminalul C_c este baza unui tranzistor al cărui emitor este conectat printr-o diodă mai sus de linia comună a bazelor tranzistoarelor din reţeaua de ponderare *R*-2*R* internă din β*DAC* 08.

Schema din figura 1.62 are o bandă de frecvenţă de circa 1 MHz (justificată prin faptul că semnalul V_{IN} intră după etajul de intrare care fiind realizat cu tranzistoare *pnp* laterale are performanţe slab în frecvenţă şi ar înrăutăţi performanţele dacă intrarea s-ar face prin amplificatorul referinţei).

În figura 1.63 se prezintă schema electrică pentru un amplificator de *FI* (455 kHz) comandat digital prin cele opt intrări logice.

Pentru cele două scheme prezentate pot fi remarcate cîteva caracteristici:

- impedanţa de intrare de 2 MΩ;
- domeniul dinamic de reglaj de 40 dB;
- distorsiuni mici;
- frecvenţa de cădere cu 3 dB a semnalului la ieşire, 1 MHz.

1.6.20. Sursă de curent programabilă binar

Schema electrică a acestui generator este prezentată în figura 1.64. Ieşirea se comportă ca generator de curent ce furnizează în exterior curentul programabil I_0. Rezistenţa de ieşire este foarte mare (în jurul valorii de 100 MΩ).

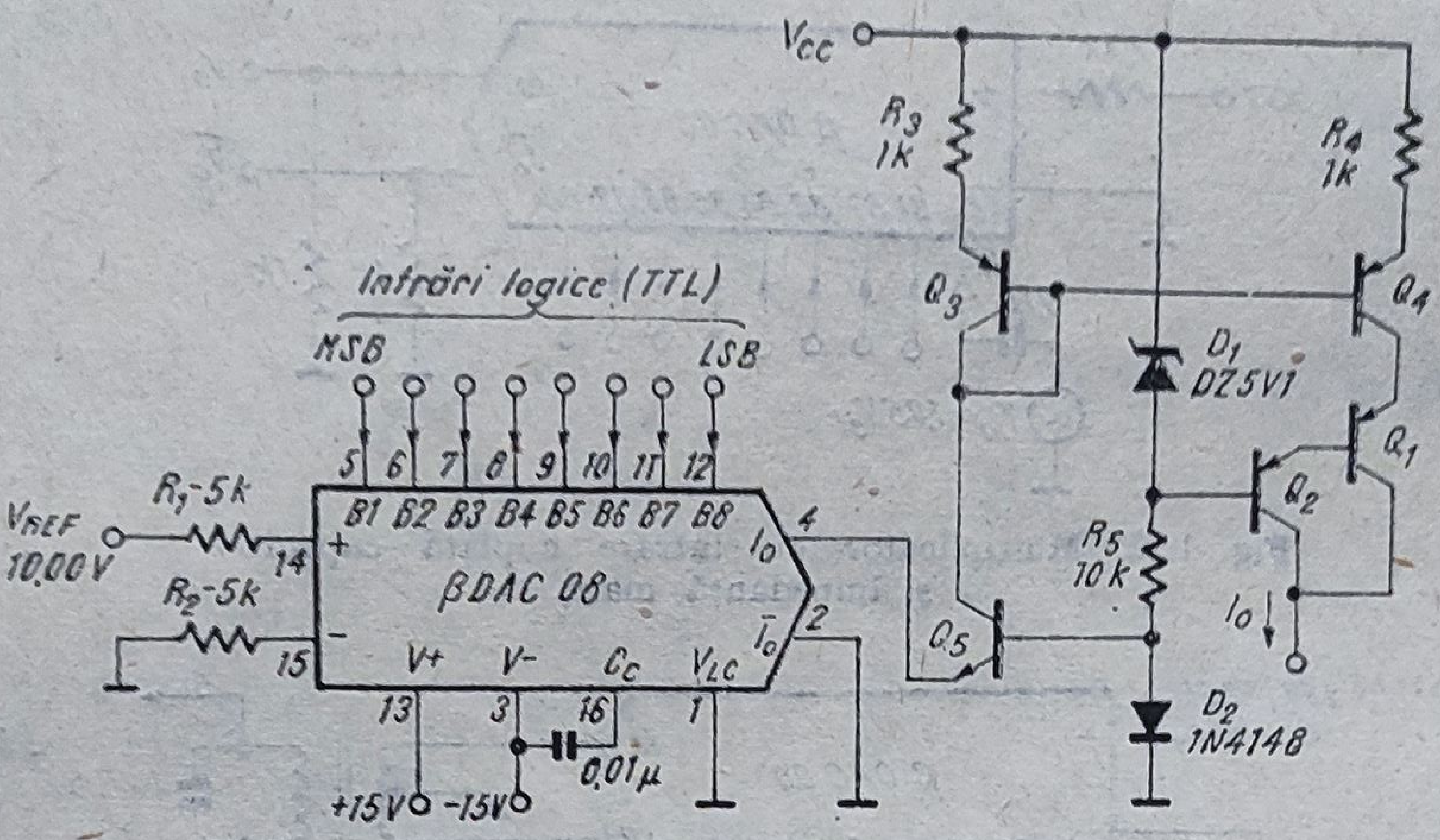


Fig. 1.64. Sursă de curent, programabilă binar.

Curentul din ieșirea convertorului (a cărui valoare variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2$ mA, în funcție de informația logică prezentă la cele opt intrări) este preluat de tranzistorul Q_5 și repetat în colectorul lui Q_4 prin oglinda de curent formată din Q_3, Q_4, R_3, R_4; factorul de transfer al oglinzii este egal cu unitatea. În continuare curentul din colectorul lui Q_4 este preluat de grupul Darlington $Q_1 - Q_2$ și generat la ieșire.

Astfel curentul de ieșire este

$$I_o = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[K]}{256}$$

unde $[K]$ este valoarea numerică a cuvîntului logic de 8 biți aplicat în intrările logice, luînd valori între 0 și 255. Pentru valoarea din schemă curentul generat la ieșire, I_o, variază între 0 și 2 mA în trepte de 8 µA. Excursia de tensiune a ieșirii generatorului de curent programabil este limitată superior la valoarea $V_{CC} - 6$V, pentru a menține o valoare ridicată a impedanței de ieșire a schemei.

1.6.21. Buclă de curent 4...20 mA programabilă binar

Această aplicație prezintă un convertor D/A de curent pentru procese industriale, 4 ... 20 mA, realizat numai cu 3 circuite integrate. Funcționarea este asigurată pentru tensiuni de alimentare negative de -5 V $\pm$ 1 V și pozitive de $+23$ V $\pm$ 7 V, schema avînd la ieșire o excursie de tensiune de 24 V. Programarea curentului se face cu 8 biți, cele opt intrări logice fiind compatibile cu nivelele logice TTL.

Funcționarea este asigurată în domeniul de temperatură 0°C ... + 70°C, iar timpul de stabilire al curentului în sarcină este de 5 µs pentru o sarcină de 500 Ω.

Schema electrică este prezentată în figura 1.65; un curent de valoare fixă, 0,5 mA, este adăugat curentului din ieşirea convertorului β*DAC* 08 ce variază între 0 şi 2 mA, rezultînd un curent care multiplicat de 8 ori furnizează curentul de ieşire între 4 şi 20 mA. În schemă există o referinţă ajustabilă, *REF*-01 de + 10 V care se aplică atît convertorului β*DAC* 08 pentru obţinerea curentului de referinţă, cît şi intrării neinversoare a amplificatorului A_3 (din amplificatorul dual β*M* 358). Reacţia aplicată pe intrarea inversoare asigură o tensiune de + 10 V pe rezistenţa R_4 de 20 kΩ; astfel un curent de 0,5 mA va circula prin R_4 şi tranzistorul Q_1 (deoarece se neglijează curentul în intrarea inversoare a lui A_3) care are o valoare ridicată pentru parametrul β_N.

Aceeaşi tensiune de + 10 V va determina prin intermediul potenţiometrului R_2, un curent de capăt de scală pentru convertor de 2,0 mA. Suma între curentul I_O şi curentul I_1 de 0,5 mA trece prin rezistenţa de precizie de 800 Ω. Tensiunea rezultată pe R_5 se aplică intrării neinversoare a amplificatorului A_4 şi prin bucla de reacţie ce se închide în intrarea inversoare va apare identic pe rezistenţa de precizie R_6 de 100 Ω. Astfel curentul I_5 ce variază între 0,5 şi 2,5 mA, va fi multiplicat de 8 ori, furnizînd curentul I_6 între 4 şi 20 mA. Deoarece tranzistorul Darlington 2*N*6053 are o valoare mare pentru parametrul β_N, practic tot curentul I_6 se regăseşte în curentul I_L, la ieşire.

Condensatorul C_1 asigură compensarea în frecvenţă a amplificatorului referinţei din convertorul β*DAC* 08; C_2 şi C_3 sînt condensatoare de decuplare

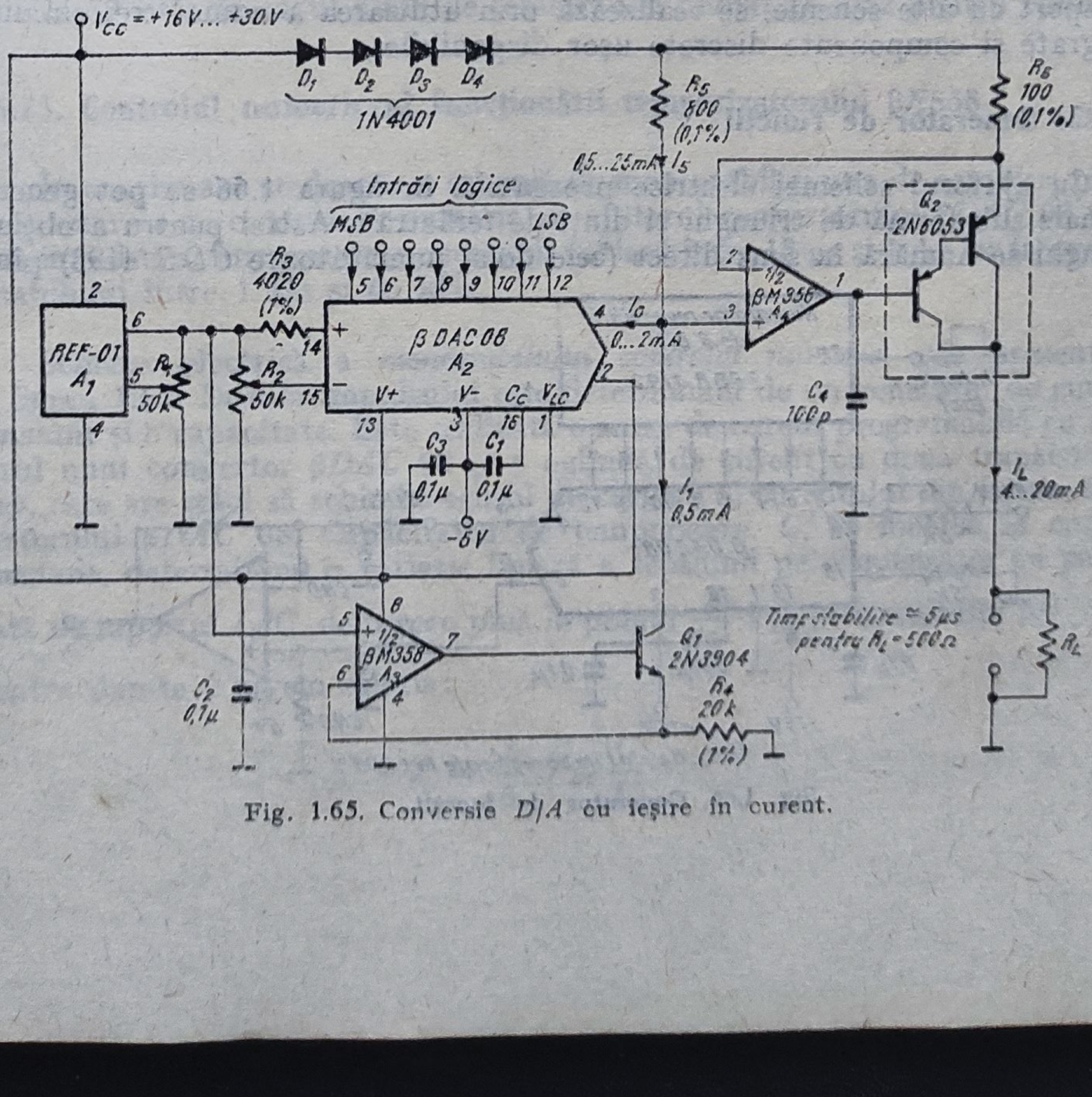


Fig. 1.65. Conversie *D/A* cu ieşire în curent.

pentru tensiunile de alimentare, iar condensatorul C_4 previne apariţia unor eventuale oscilaţii de înaltă frecvenţă.

Cele patru diode D_1 ..., D_4, asigură o diferenţă de cel puţin 2,5 V între intrările amplificatorului A_4 şi tensiunea pozitivă de alimentare în cele mai defavorabile condiţii. Potenţiometrele R_1 şi R_2 reglează valorile capetelor de scală ale curentului la ieşire, 4 mA respectiv 20 mA. Pentru calibrare se conectează un aparat de măsură între ieşire, şi masă, se aplică nivele logice 0 pe cele 8 intrări şi se ajustează R_1 pînă cînd I_L este egal cu 4,0 mA. Apoi se aplică nivele logice 1 şi se ajustează R_2 pînă cînd I_L devine egal cu 20 mA.

Limita minimă a tensiunii în ieşire este egală cu (V_{CC} − 6 V); de exemplu pentru $V_{CC} = +16$ V ieşirea poate urca pînă la cel mult + 10 V, fără să afecteze curentul de ieşire (condiţie impusă de funcţionarea în regiunea activă a tranzistorului Q_2), pentru o sarcină de 500 Ω. În cazul $V_{CC} = +30$ V, excursia de tensiune este 24 V pentru o sarcină maximă de 1,2 kΩ.

Deşi valorile componentelor din schemă sînt pentru cazul cel mai întîlnit (ieşire programabilă de curent 4—20 mA), funcţionarea în cazurile 1—5 mA sau 10—50 mA se poate realiza cu mici modificări: pentru 1—5 mA se înlocuieşte tranzistorul Q_2 2N6053 cu tranzistorul 2N5087 şi rezistenţa R_6 devine 400 Ω, pentru 10—50 mA rezistenţa R_6 devine 40 Ω determinînd un factor de multiplicare de 20 în loc de 8.

În concluzie, cu această schemă se obţine un convertor de curent programabil pentru controlul proceselor industriale, la un preţ scăzut; schema este tolerantă la variaţiile tensiunii de alimentare, are excursie mare de tensiune în ieşire şi este uşor de calibrat. Fiabilitatea crescută şi preţul scăzut, în raport cu alte scheme, se realizează prin utilizarea a numai trei circuite integrate şi componente discrete uşor disponibile.

1.6.22. Generator de funcţii

Cu ajutorul schemei electrice prezentată în figura 1.66 se pot genera semnale sub formă de triunghi şi dinţi de ferăstrău. Astfel pentru a obţine triunghi se numără în sens direct (cele două numărătoare CDB 4193) pînă

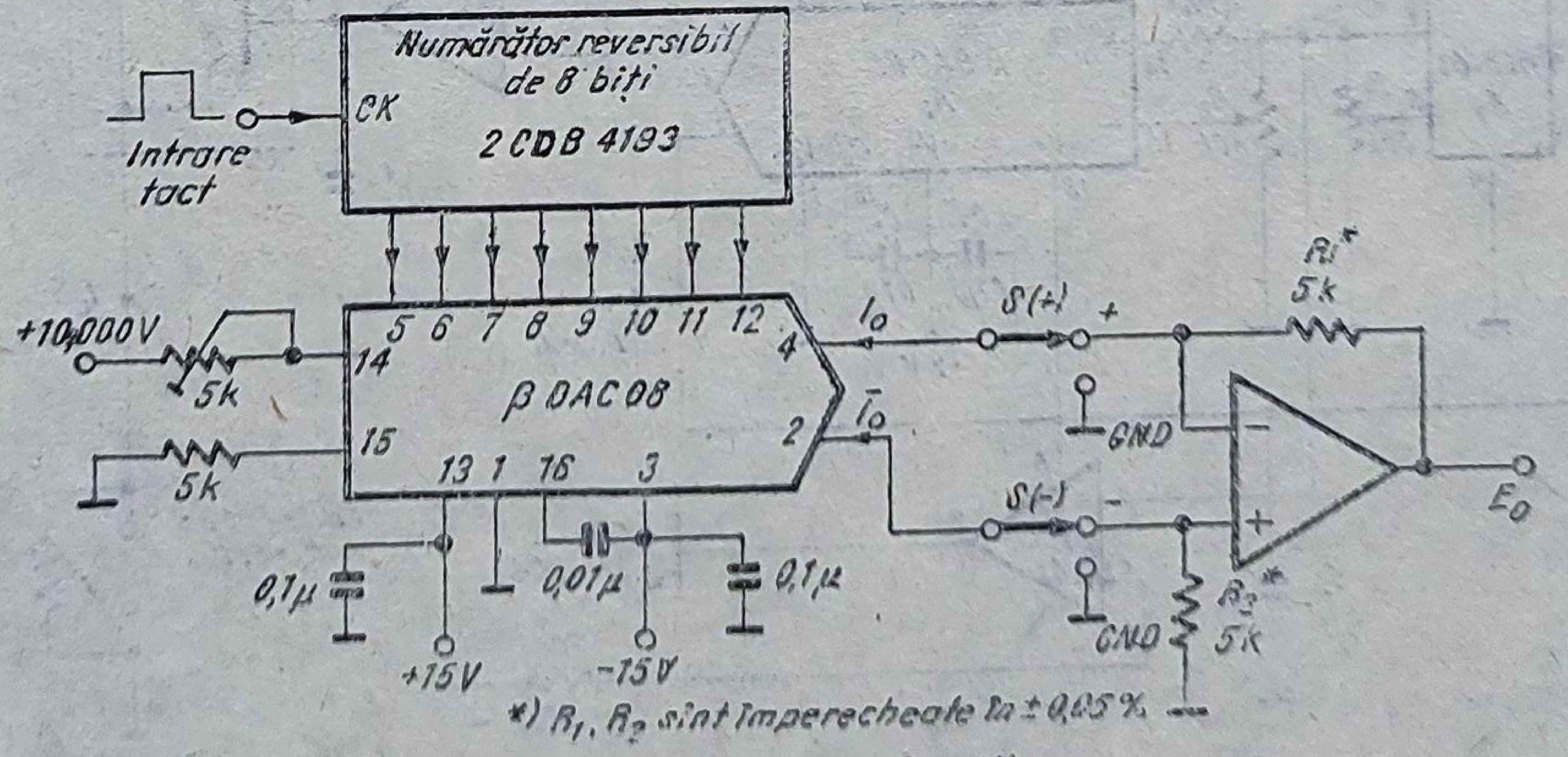


Fig. 1.66. Generator de funcţii.

la capăt și apoi se numără în sens invers pînă la zero. Pentru dinți de ferăstrău cu panta pozitivă se numără în sens direct pînă la capăt, apoi se resetează și se reia numărarea în sens direct, pentru pantă negativă se numără în sens invers de la capăt pînă la zero, apoi se resetează și se continuă numărarea în sens invers.

Pot fi generate și alte forme de undă dacă se utilizează o memorie *ROM* programată pentru funcția dorită.

Cu ajutorul comutatoarelor $S(+)$ și $S(-)$ se alege polaritatea tensiunii de ieșire Eo;

POLARITATE Eo	$S(+)$	$S(-)$
POZITIVĂ	+	*GND*
NEGATIVĂ	*GND*	−
BIPOLARĂ	+	−

În cazul tensiunii de ieșire bipolare, aceasta este simetrică față de zero Amplitudinea vîrf la vîrf se reglează prin intermediul potențiometrului din intrarea de referință.

Datorită utilizării unui convertor rapid (β*DAC* 08) se pot genera semnale pînă la 39 kHz în cazul dinte de ferăstrău și numai 18 kHz pentru triunghi.

1.6.23. Controlul numeric al funcționării temporizatorului β*E*555

În continuare se descrie o schemă de monostabil și una de astabil a căror funcționare este controlată numeric cu ajutorul convertorului β*DAC* 08 (durata impulsului furnizat de monostabil variază între 18 μs și 1,4 s iar frecvența astabilului între 1 Hz și 60 kHz.

Schema electrică a *monostabilului controlat numeric* este prezentată în figura 1.67. Durata impulsului este determinată de un generator de curent constant și o capacitate. Este realizată o sursă de curent programabilă cu ajutorul unui convertor β*DAC* 08 și o oglindă de curent cu două tranzistoare *pnp*, care are rolul să schimbe sensul de curgere al curentului din ieșirea convertorului β*DAC* 08. Capacitatea de temporizare, C, se încarcă la curent constant, determinînd o variație liniară a tensiunii pe condensator cu pante dată de raportul I_o/C, de la zero pînă la pragul $\frac{2}{3}V_{cc}$ al circuitului β*E* 555.

Pentru durata T avem relația:

$$T = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C}{I_o}.$$

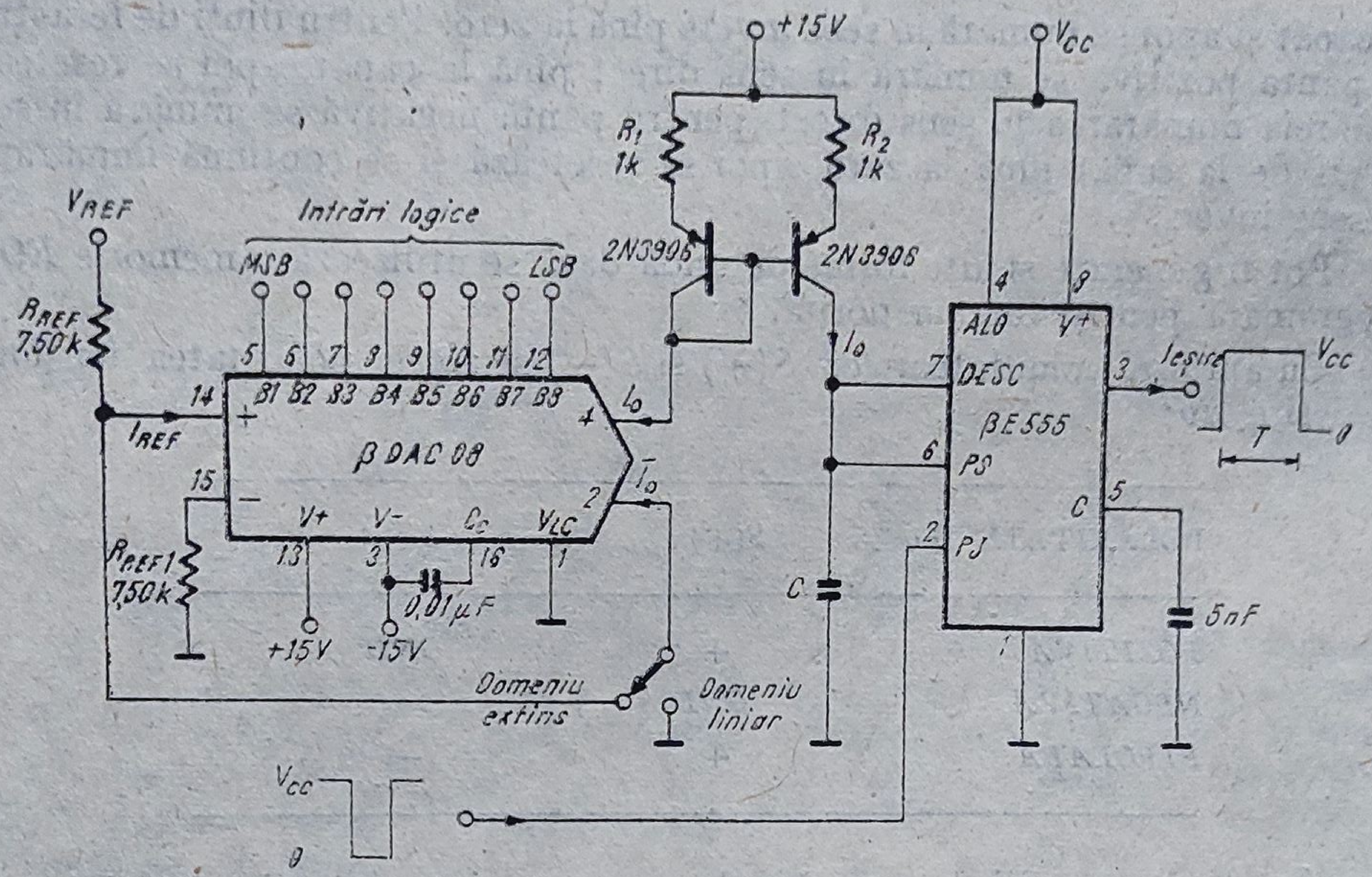


Fig. 1.67. Monostabil controlat numeric.

Se notează cu [*D*] ponderea numerică introdusă de intrările logice ale convertorului β*DAC* 08; în cazul cînd comutatorul se află pe poziția *DOMENIU LINIAR*, se obține

$$I_o = [D]\frac{V_{REF}}{R_{REF}}\frac{255}{256} \simeq [D]\frac{V_{REF}}{R_{REF}},$$

unde [*D*] ia valori în intervalul 0 ... 1.

Pentru cazul în care comutatorul se află pe poziția *DOMENIU EXTINS*, avem:

$$\left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - \bar{I}_o\right)[D] = I_o,$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256}\left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - \bar{I}_o\right)$$

Din relațiile precedente se obține:

- pentru *DOMENIU LINIAR*, $T = \frac{2}{3}\frac{CR_{REF}}{[D]}\frac{V_{CC}}{V_{REF}}$;
- pentru *DOMENIU EXTINS*, $T = \frac{2}{3}CR_{REF}\frac{V_{CC}}{V_{REF}}\frac{2-[D]}{[D]}$.

Durata impulsului generat de monostabil, depinde în primul rînd de un produs RC şi în al doilea rînd de încă doi parametri. Rezistenţa R este fixă şi reprezentată prin R_{REF} care stabileşte valoarea curentului de referinţă pentru convertorul β*DAC* 08. Considerînd fixată valoarea R_{REF}, durata este proporţională cu valoarea condensatorului C.

Ceilalţi doi parametri sînt raportul între tensiunile V_{CC} şi V_{REF}, şi valoarea codului digital normalizat în intrările logice. Durata impulsului este invers proporţională cu valoarea normată $[D]$ şi direct proporţională cu raportul tensiunilor V_{CC}/V_{REF}. Aceste observaţii sînt reflectate în *Tabelul 1.11*, corespunzător funcţionării în cazul în care comutatorul din figura 1.67 se află pe poziţia *DOMENIU LINIAR*.

Tabelul 1.11

Durata temporizării (monostabil), DOMENIU LINIAR

	T[ms]					
	V_{CC} = 15 V	V_{REF} = 15 V		V_{CC} = 5 V	V_{REF} = 15 V	
CODUL DIGITAL	C = 1μF	C = 0,1μF	C = 0,01μF	C = 1μF	C = 0,1μF	C = 0,01μF
1 1 1 1 1 1 1 1	5,2	0,505	0,049	1,72	0,160	0,0176
0 0 0 0 0 0 0 1	1440	134	13,8	455	43	4,8

Aşa cum rezultă din figura 1.67, convertorul β*DAC* 08 transformă codul digital din intrare într-un curent; mai departe acesta determină o tensiune datorită capacităţii din ieşirea oglinzii de curent. Tensiunea se transformă apoi în durată de impuls sau în frecvenţă prin intermediul circuitului β*E* 555.

Dacă funcţionarea schemei se face în cazul *DOMENIU LINIAR*, dinamica controlului periodic este 255 : 1; dinamica este extinsă la 510 : 1 cînd funcţionarea are loc în cazul *DOMENIU EXTINS*. Durata temporizării în cele două cazuri de funcţionare ale schemei este reprezentată în figura 1.68. Pentru cazul temporizării în *DOMENIU EXTINS* valorile corespunzătoare sînt indicate în *Tabelul 1.12*.

Tabelul 1.12

Durata temporizării (monostabil) DOMENIU EXTINS

	T[ms]					
	V_{CC} = 15 V	V_{REF} = 15 V		V_{CC} = 5 V	V_{REF} = 15 V	
CODUL DIGITAL	C = 1μF	C = 0,1μF	C = 0,01μF	C = 1μF	C = 0,1μF	C = 0,01μF
1 1 1 1 1 1 1 1	5,2	0,495	0,049	1,72	0,160	0,0176
0 0 0 0 0 0 1	2900	280	26	970	87	8,4

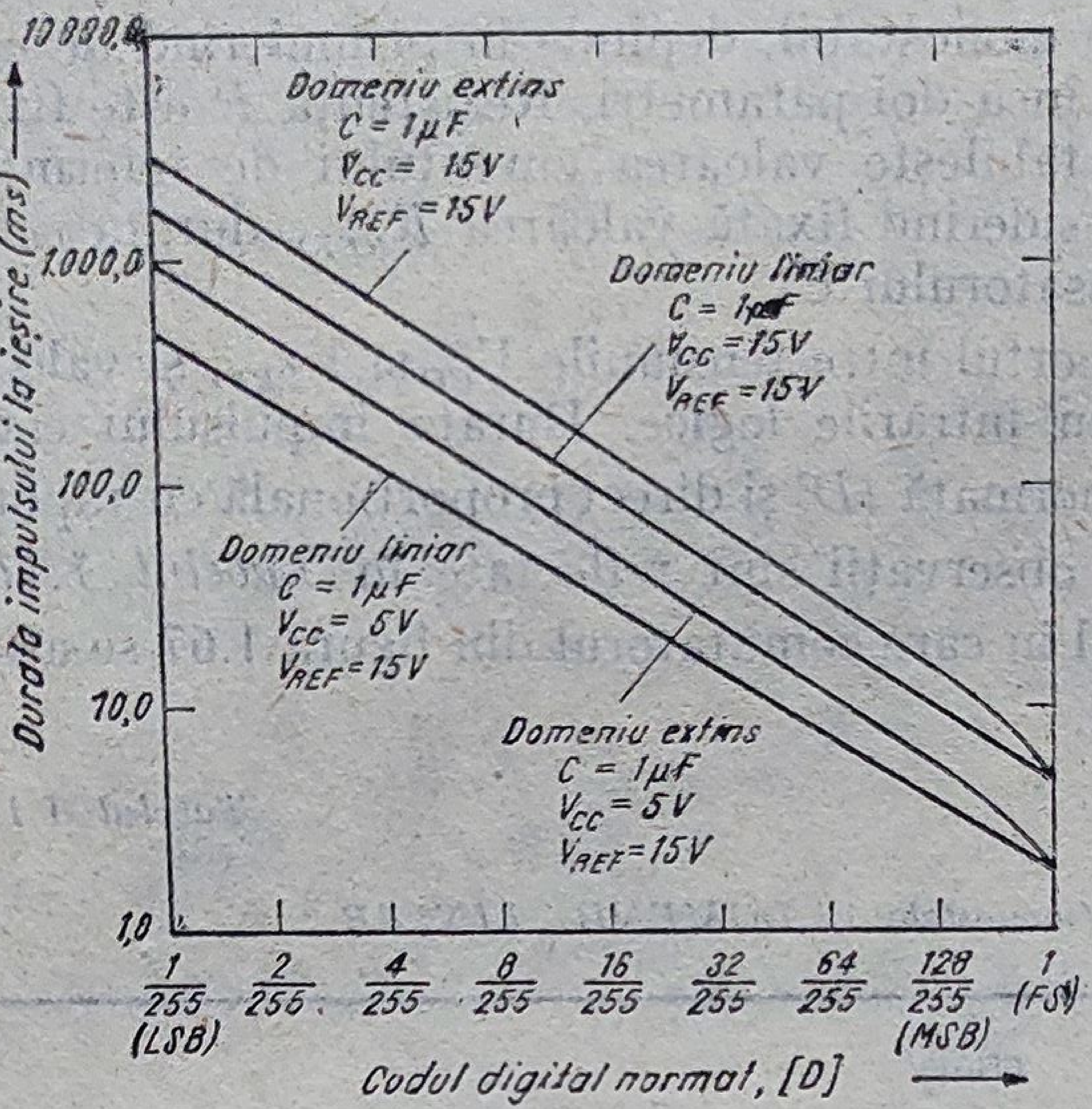


Fig. 1.68. Dependenţa duratei impulsului la ieşire în funcţie de codul digital aplicat pentru schema din figura 1.67.

În figura 1.69 se prezintă schema unui *astabil comandat digital*, realizat într-un mod similar schemei din figura 1.67. Convertorul β*DAC* 08 şi oglinda de curent formată cu două tranzistoare *pnp* atacă grupul format din condensatorul de temporizare *C* şi rezistenţa de descărcare R_B. Acest condensator este încărcat liniar de curentul constant generat de oglinda de curent şi descărcat exponenţial prin rezistenţa R_B. Şi în cazul astabilului, valoarea normalizată a codului digital din intrarea β*DAC*-08, şi raportul între tensiunile

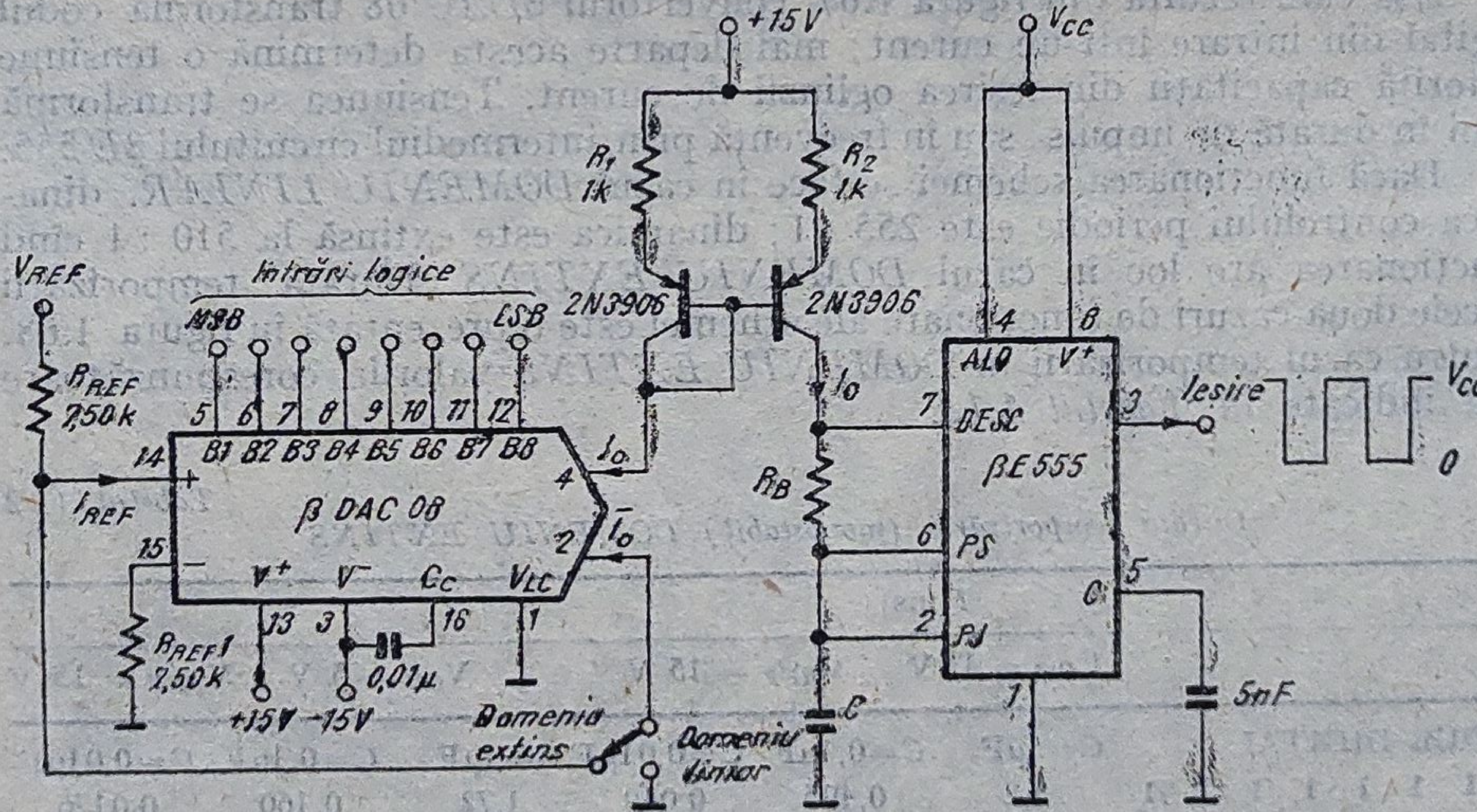


Fig. 1.69. Astabil controlat numeric.

V_{CC} și V_{REF}, determină valoarea frecvenței de oscilație. Relațiile pentru frecvența f în cele două moduri de lucru sînt următoarele:

- pentru DOMENIU LINIAR, $f = \dfrac{1}{\dfrac{1}{3}\dfrac{CR_{REF}}{[D]}\dfrac{V_{CC}}{V_{REF}} + 0{,}695CR_B}$;

- pentru DOMENIU EXTINS, $f = \dfrac{1}{\dfrac{1}{3}CR_{REF}\dfrac{V_{CC}}{V_{REF}}\dfrac{2-[D]}{[D]} + 0{,}695CR_B}$.

Domeniul de reglaj al frecvenței nu este 255 : 1 așa cum se așteaptă (pentru cazul *DOMENIU LINIAR*), ci numai 220 : 1 deoarece timpul de descărcare din cadrul unei perioade este invariabil în raport cu valoarea normalizată a codului din intrare, fiind determinat de produsul CR_B.

Reprezentarea caracteristicilor astabilului pentru cele două cazuri de funcționare s-a făcut în figura 1.70, în cazul funcționării în varianta *DOMENIU EXTINS*, se dublează domeniul de reglaj al frecvenței față de cazul funcționării în varianta *DOMENIU LINIAR*.

În *Tabelul 1.13* se prezintă cîteva valori pentru frecvență, ce ilustrează funcționarea astabilului în varianta *DOMENIU LINIAR*.

Valorile frecvenței ce descriu funcționarea în varianta *DOMENIU EXTINS* sînt prezentate în tabelul 1.14.

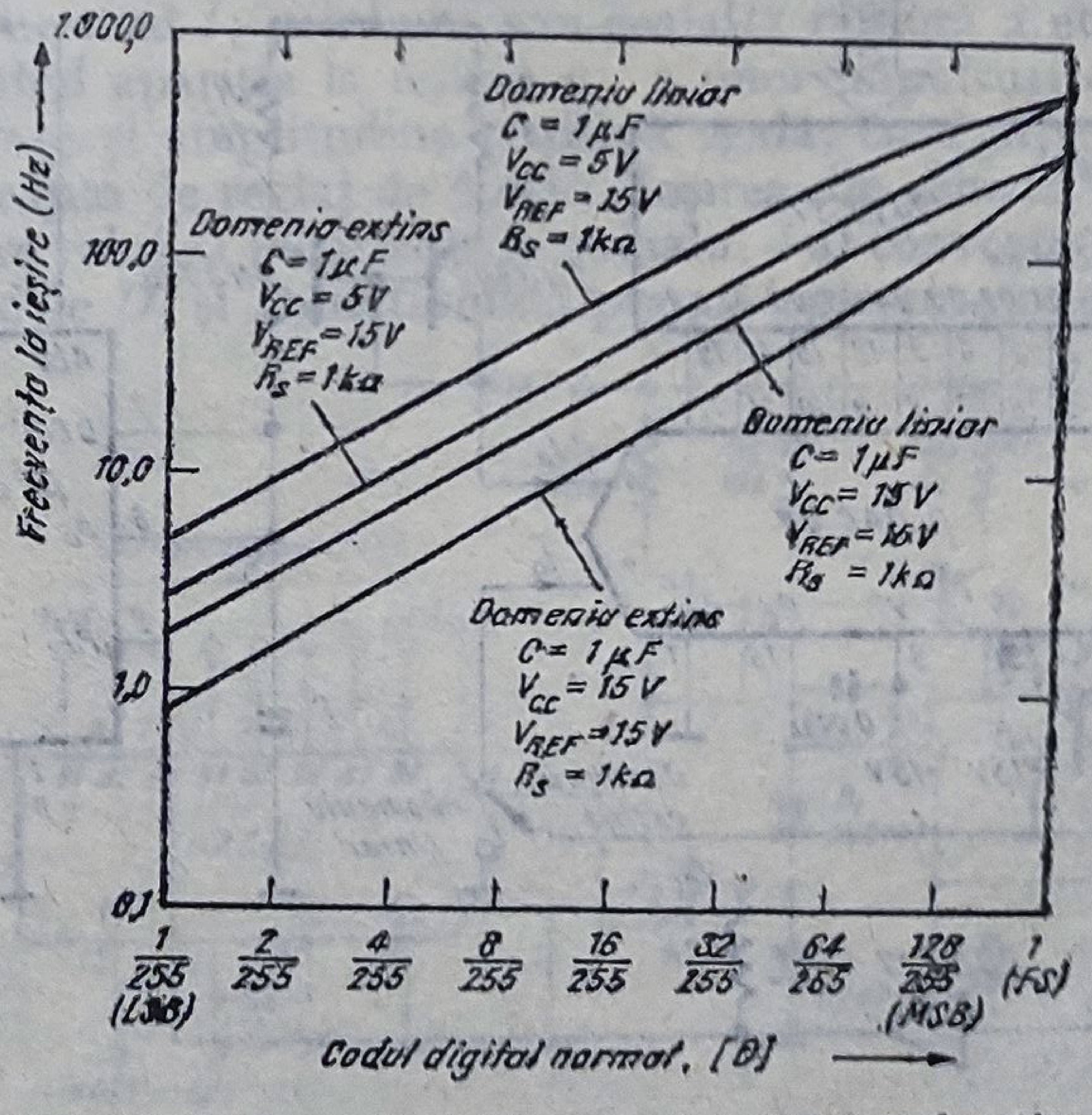


Fig. 1.70. Dependența frecvenței la ieșire în funcție de codul digital aplicat pentru schema din figura 1.69.

Tabelul 1.13

Frecvenţa astabilului, DOMENIU LINIAR

	f(Hz)					
	$R_B = 1k\Omega$ $V_{CC} = 15V$, $V_{REF} = 15V$			$R_B = 1k$ $V_{CC} = 5V$, $V_{RDF} = 15V$		
CODUL DIGITAL	C=1μF	C=0,1μF	C=P,01μF	C=1μF	C=0,1μF	C=0,01μF
0 0 0 0 0 0 0 1	1,49	14,7	156	4,86	49,8	433
1 1 1 1 1 1 1 1	328	3,279	33,333	717	7,273	60,241

Tabelul 1.14

Frecvenţa astabilului, DOMENIU EXTINS

	f(Hz)					
	$R_B = 1\ k\Omega$ $V_{CC} = 15V$, $V_{REF} = 15V$			$R_B = 1k\Omega$, $V_{CC} = 5V$, $V_{REF} = 15V$		
CODUL DIGITAL	C=1μF	C=0,1μF	C=0,01μF	C=1μF	C=0,1μF	C=0,01μF
0 0 0 0 0 0 0 1	0,74	7,69	79,9	2,42	24,7	217
1 1 1 1 1 1 1 1	328	3,279	33,333	714	7,299	60,241

Atît pentru monostabil cît şi pentru astabilul programabil se poate implementa *controlul prin microprocesor*. În figura 1.71 este prezentată schema electrică pentru un monostabil controlat prin microprocesor. Circuitul „latch"

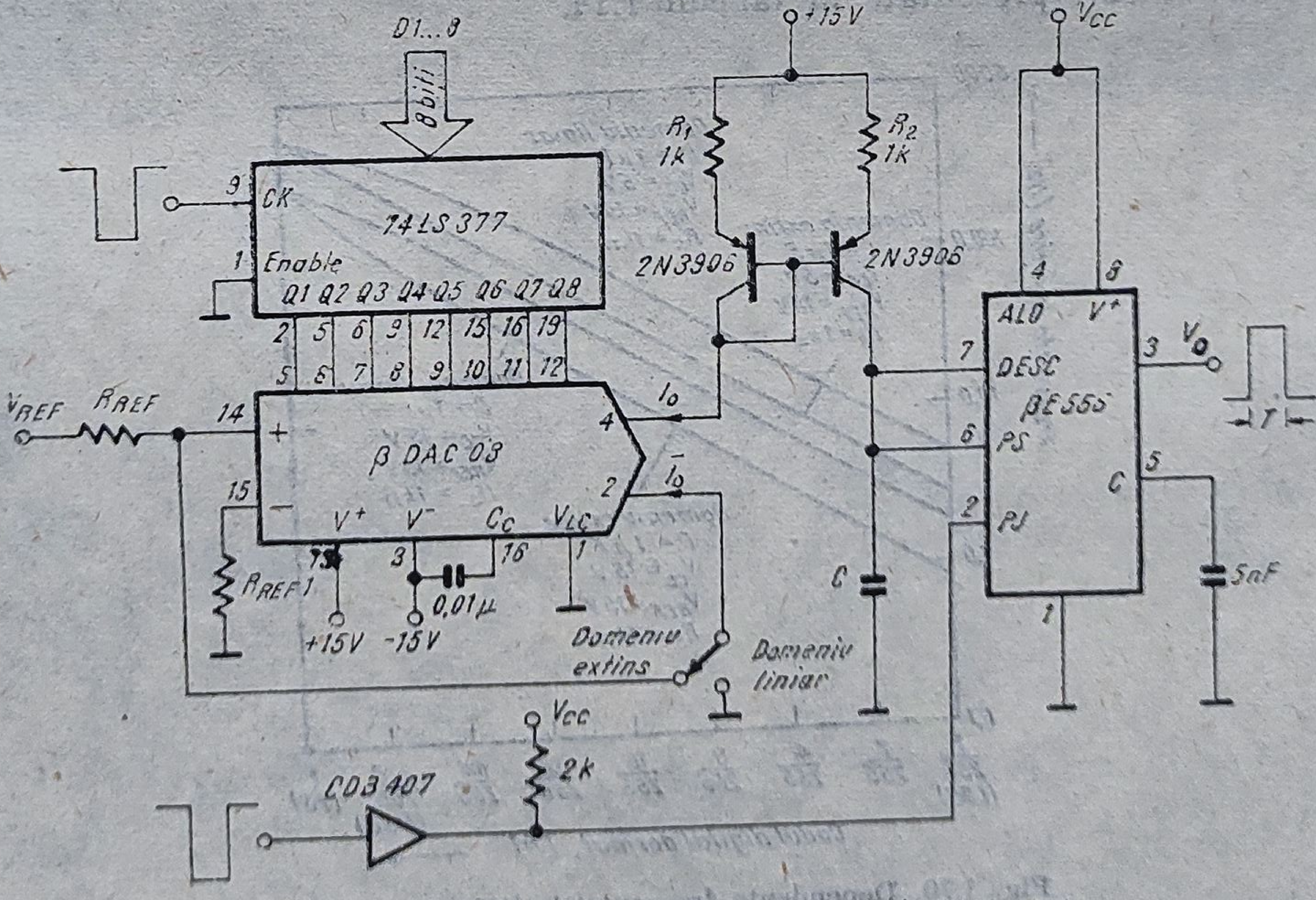


Fig. 1.71. Monostabil controlat prin microprocesor.

de 8 biți (74 *LS*377) este utilizat pentru interfațarea între convertor și bus-ul de date. Informația este stocată pe frontul pozitiv al impulsului de tact coincident cu adresa corespunzătoare. După încărcarea datelor, frontul negativ al impulsului de tact este utilizat pentru comanda monostabilului. Schema pentru astabil este implementată într-un mod similar, exceptînd absența buffer-ului și a impulsurilor de comandă care nu mai sînt necesare.

În concluzie se poate spune că schemele prezentate în figurile 1.67 și 1.69 implementează un monostabil, și un astabil cu domeniu larg de reglaj al perioadei, respectiv frecvenței. Monostabilul prezintă un domeniu de reglaj al duratei, 255 : 1, iar astabilul un domeniu de reglaj al frecvenței 220 : 1. Cînd schemele lucrează cu comutatorul pe poziția *DOMENIU EXTINS*, domeniile de reglaj arătate mai sus, se dublează.

1.6.24. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă

În figura 1.72 se prezintă schema electrică pentru generatorul programabil de impulsuri. Acest circuit formează din impulsurile aplicate la intrare — într-o logică dată, în acest caz impulsuri *TTL* — (v_{IN}), impulsuri de ieșire (v_o) cu amplitudine controlată prin codul aplicat pe cele opt intrări logice.

La ieșirea convertorului β*DAC* 08 se obține un curent I ce variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2$ mA, în funcție de configurația logică a celor opt intrări. Acest curent este regăsit în colectorul lui Q_3 și repetat în colectorul lui Q_2 prin intermediul oglinzii de curent alcătuită din Q_1, Q_2, R_3, și R_4. Prin rezistența R_4 se reglează factorul de transfer al oglinzii astfel încît pentru valoarea la capăt de scală, $I = 2$ mA, să se obțină $I_L = 20$ mA. Impulsurile din intrare, v_{IN}, dirijează curentul I_L prin una sau cealaltă ramură a etajului diferențial Q_4, Q_5, determinînd apariția la ieșirea v_o, a unor impulsuri cu aceeași lățime cu cele din intrare și amplitudine pozitivă egală, cu $I_L R_L$, variabilă între 0 și 1 V (avînd treapta de reglaj de 4 mV). Ieșirea din schemă se face pe 50 Ω.

Dioda D_2 are rolul să polarizeze terminalul *4* al convertorului la un potențial de 0V. Diodele D_1 și D_2 determină pragul logic corespunzător impulsuri-

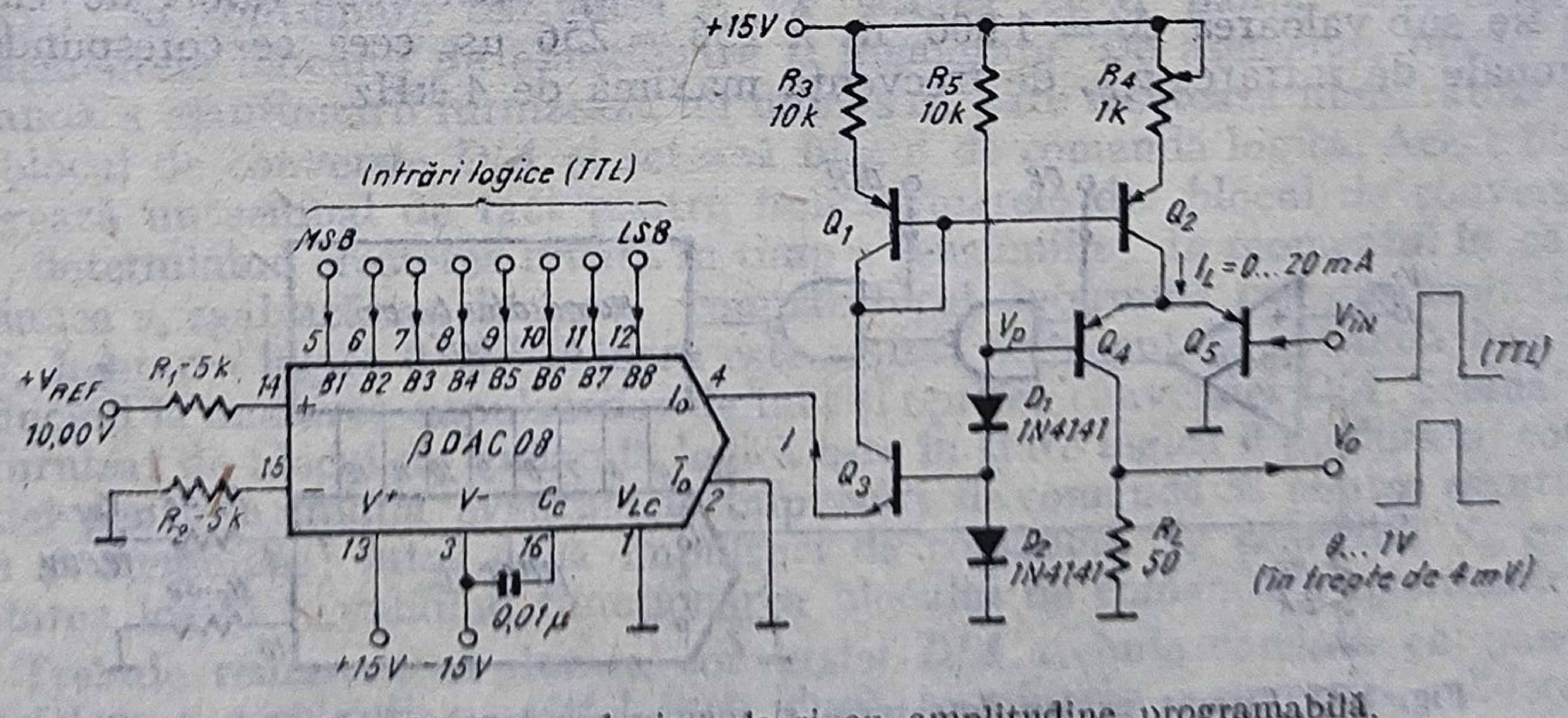


Fig. 1.72. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă.

lor logice aplicate la intrare (v_{IN}); astfel tensiunea V_p trebuie să fie egală cu $(V_{Hmin} + V_{Lmax})/2$, unde V_{Hmin} și V_{Lmin} sînt tensiunile corespunzătoare nivelelor logice 1 și 0 (în cazul de față pentru logică *TTL*, $V_p = (2V + 0{,}8\ V)/2 = 1{,}4$ V, fiind determinată de cele două diode D_1, D_2).

Pentru ca la ieșire, impulsurile să aibă fronturi bune trebuie alese tranzistoarele Q_4, Q_5, cu viteză mare de comutație, corespunzătoare cerințelor.

1.6.25. Detectarea și memorarea valorilor de vîrf

• Vîrf negativ

Schema electrică de principiu a acestei aplicații este dată în figura 1.73. Mărimea de intrare este tensiunea v_{IN}, variabilă în timp. Dacă semnalul de control $D/H = 1$, este validată funcționarea schemei; dacă tensiunea v_{IN} este mai negativă decît tensiunea de la ieșire, v_o, ieșirea comparatorului validează impulsurile de tact, C_k, aplicate numărătorului binar de 8 biți pînă cînd tensiunea, v_o devine egală cu tensiunea v_{IN}. Dacă tensiunea v_{IN} devine apoi mai negativă, procesul continuă, astfel încît tensiunea v_o corespunde continuu valorii de vîrf a lui v_{IN}. Dacă semnalul de control $D/H = 0$ atunci impulsurile către numărător sînt blocate și tensiunea v_o rămîne neschimbată în timp, corespunzînd ultimei valori de vîrf detectate.

Impedanța de intrare în punctul în care se aplică tensiunea v_{IN} este egală cu $R_{IN} = 5$ kΩ. Această schemă dă rezultate corecte pentru semnale v_{IN} a căror variație în timp nu este rapidă. Astfel, considerînd pentru frecvența impulsurilor, C_k, valoarea de 1 MHz (este corelată cu timpul de stabilire al comparatorului și al convertorului avînd sarcina 5 kΩ), viteza de variație maximă admisă pentru semnalul V_{IN} este:

$$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta t} = \frac{10\text{V}}{250\ \text{ns} \times 256} \simeq 0{,}04\ \text{V}/\mu\text{s}$$

De asemenea este necesar ca distanța în timp între două valori de vîrf să nu fie sub valoarea $\Delta t = 1\,000$ ns $\times$ 256 = 256 μs, ceea ce corespunde la semnale de intrare, v_{IN}, de frecvență maximă de 4 kHz.

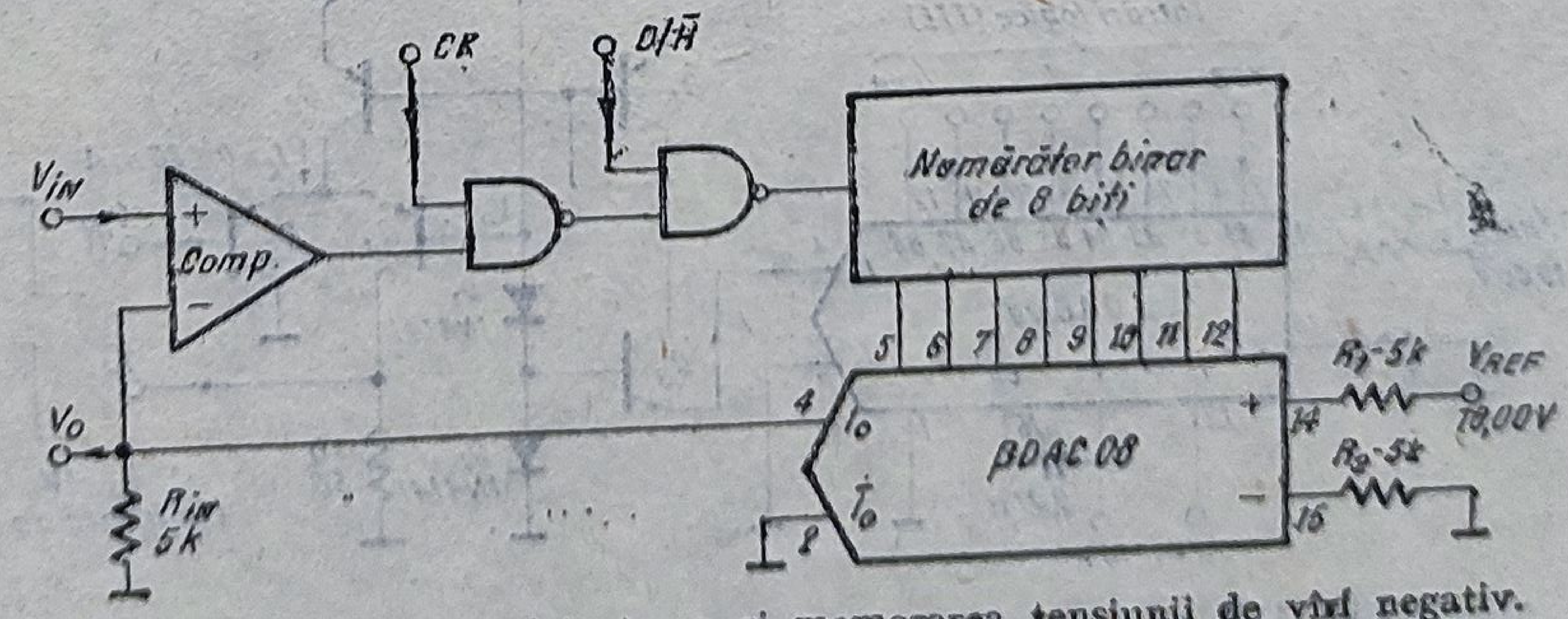


Fig. 1.73. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de vîrf negativ.

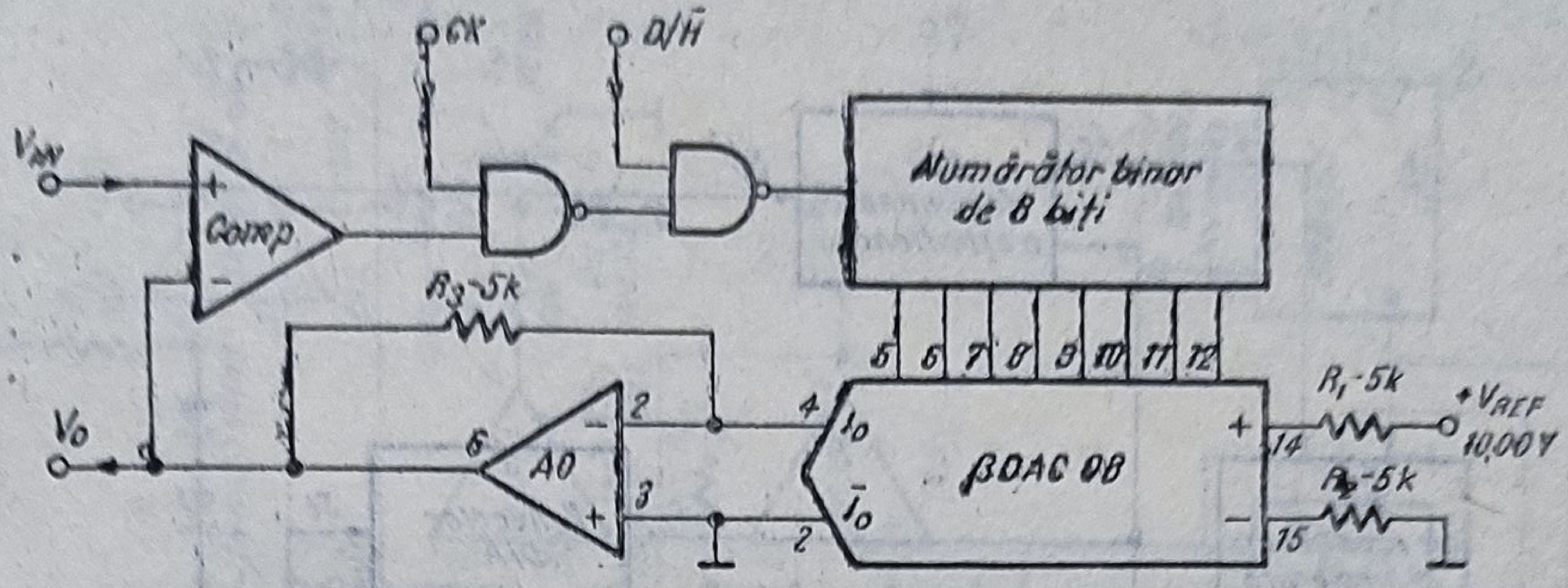


Fig. 1.74. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de vîrf pozitiv.

• Vîrf pozitiv

Pentru această aplicație schema electrică de principiu este dată în figura 1.74. Funcționarea schemei este identică cu aceea a schemei pentru vîrf negativ.

Utilizarea convertorului curent/tensiune cu *AO*, pentru a obține tensiunea pozitivă la ieșire, limitează viteza de răspuns a ieșirii, de aceea frecvența de variație a semnalelor de intrare v_{IN} este limitată de timpul de stabilire al tensiunii v_o, în primul rînd, și de timpul de răspuns al *COMP* în al doilea rînd.

1.6.26. Circuit de eșantionare și memorare cu durată infinită

Schema bloc pentru această aplicație este prezentată în figura 1.75.

La un impuls de comandă, S_i, blocul de comandă a eșantionării generează un impuls, S_e, cu durata fixă de 1 ms. Pe durata acestui impuls blocul de eșantionare și memorare furnizează o tensiune egală cu tensiunea eșantionată $v_e = v_i$); în continuare tensiunea v_e va scădea cu o pantă determinată de elementele blocului de eșantionare și memorare. De asemenea blocul de comandă a eșantionării furnizează un impuls S_r care resetează numărătoarele din blocul de conversie *D/A* și setează blocul de comandă logică. Acest bloc generează un semnal de tact pentru numărătoarele din blocul de conversie *D/A*, determinînd creșterea liniară în timp a tensiunii v_o. În momentul în care tensiunea v_o egalează tensiunea v_e, comparatorul determină trecerea semnalului S_c în starea logică 0; acest lucru este sesizat de blocul de comandă logică, conducînd la anularea impulsurilor de tact și oprirea conversiei *D/A*. Semnalul S_v, furnizat de blocul de comandă logică este în stare logică 0 pe durata conversiei pentru a anihila eventualele impulsuri de comandă S_i pentru eșantionare și memorare; între două impulsuri de comandă, S_i, semnalul S_v este în starea logică 1, validînd funcționarea blocului de comandă a eșantionării.

Trebuie remarcat că durata conversiei *D/A* trebuie corelată cu panta de scădere a tensiunii v_e, astfel încît după terminarea conversiei, căderea tensiunii v_e să fie comparabilă cu rezoluția conversiei *D/A*.

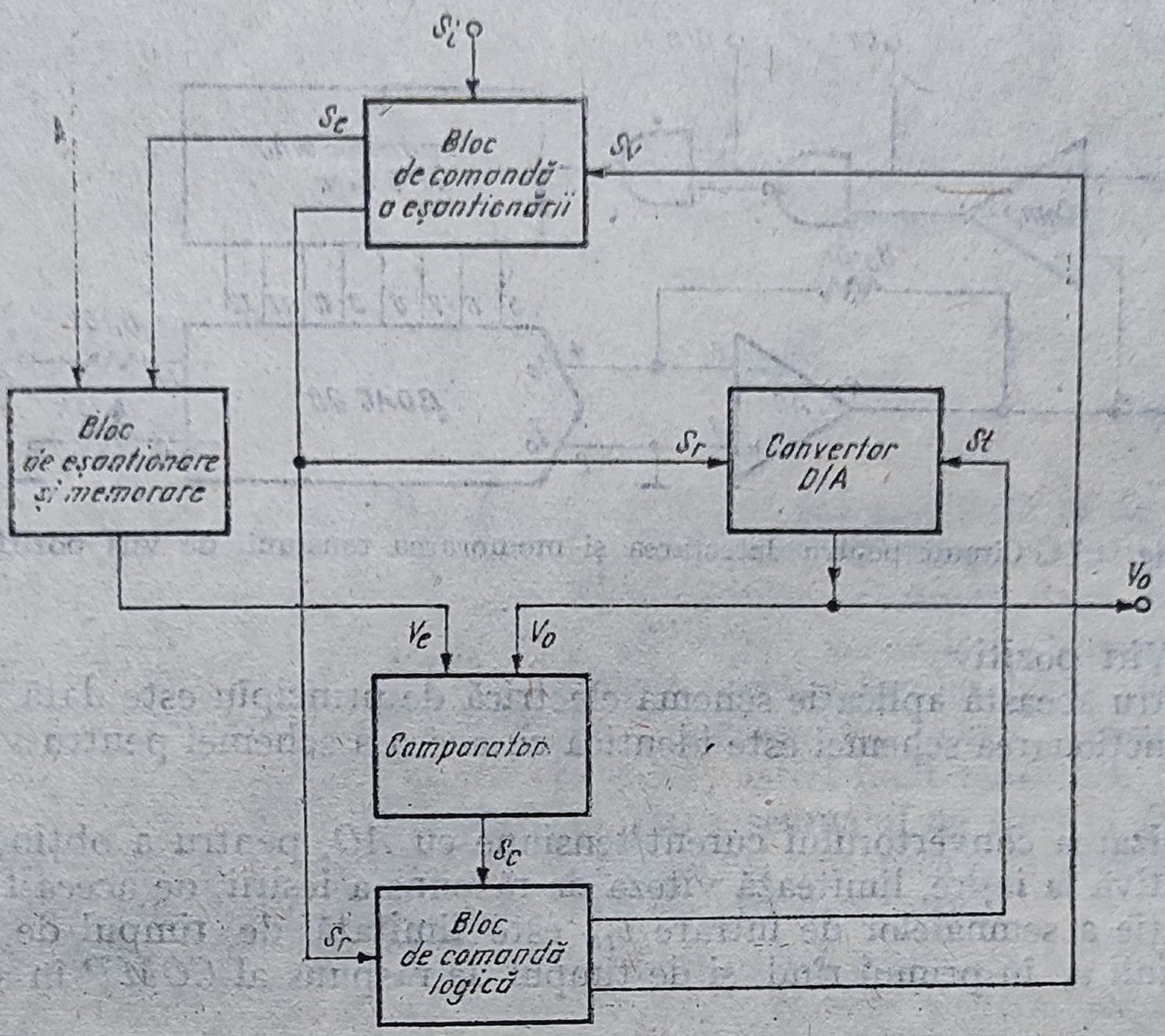


Fig. 1.75. Circuitul de eșantionare și memorare cu durată infinită (schema bloc).

Schema electrică a aplicației este dată în figura 1.76. Blocul de comandă a eșantionării este alcătuit din inversorul pentru semnalul S_i, realizat cu tranzistorul Q_3, poarta logică *ȘI-NU* (*CI*3), monostabilul ce dă impulsul de eșantionare (*CI*4) și amplificatorul operațional β*A* 741, folosit pentru comanda comutatorului din blocul de eșantionare și memorare.

Blocul de eșantionare și memorare este format din amplificatoarele operaționale β*M* 108 *A* (*CI*1 și *CI*2) și tranzistorul comutator *BF* 256 (T_2). La intrare există o protecție de supratensiune realizată cu diodele D_1 și D_2, iar la ieșire există un grup de diode $D_5 - D_6$ care semnalează (prin *LED*-ul D_6) depășirea tensiunii de 10 V, care reprezintă limita superioară a domeniului de lucru pentru tensiunea de intrare v_I. Blocul de conversie *D*/*A* corespunde unei conversii de 14 biți realizată cu două convertoare de 8 biți, β*DAC* 08 (*C*17 și *CI*8) comandate binar cu numărătoarele *CDB* 493 (*CI*12, *CI*13, *CI*14, *CI*15); cele două ieșiri ale circuitelor *CI*7 și *CI*8 sînt aplicate convertorului curent/tensiune realizat cu amplificatorul operațional β*M* 108 (*CI*9), furnizînd la ieșire tensiunea v_0, egală cu tensiunea eșantionată.

Comparatorul tensiunilor v_e și v_0 este amplificatorul operațional β*A* 741 (*CI*10) împreună cu tranzistorul Q_5 care formează nivelele logice *TTL*.

Blocul de comandă logică este alcătuit din oscilatorul comandat realizat cu *CDB* 413 (*CI*3), bistabilul de validare a eșantionării *CDB* 473 (*CI*11) și monostabilul *CDB* 4121 (*CI*16) care generează un impuls de resetare a bistabilului *CI*11.

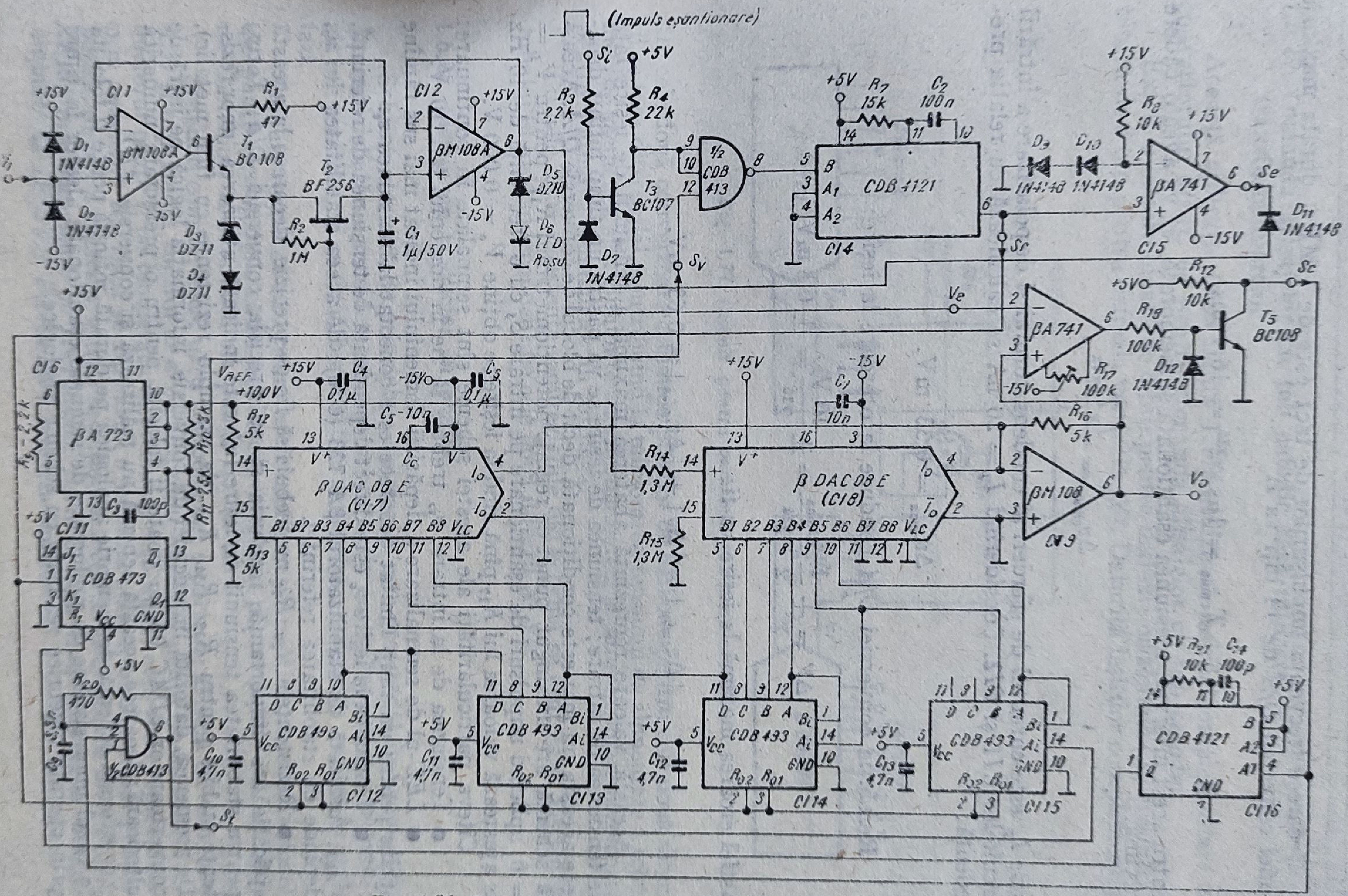


Fig. 1.76. Circuit de eșantionare și memorare infinită.

Deoarece frecvenţa impulsurilor de tact este de 1 MHz, durata maximă a unei conversii D/A de 14 biţi va fi

$$T_{\text{cmax}} = 1\,\mu\text{s} \times 2^{14} = 16{,}4 \text{ ms.}$$

Pentru acest interval, tensiunea eşantionată şi memorată, v_c, va avea o cădere maximă.

$$\Delta v_{\text{cmax}} = \frac{I_p T_{\text{cmax}}}{C_1},$$

unde I_p este curentul de pierderi al condensatorului şi de polarizare a intrării circuitelor $CI1$ şi $CI2$. Considerînd $I_p = 20$ nA se calculează cu relaţia precedentă:

$$\Delta v_{\text{cmax}} = 0{,}33 \text{ mV.}$$

Rezoluţia conversiei D/A conduce la o eroare la ieşire:

$$\Delta V = \pm \frac{1}{2} \frac{v_{I\text{max}}}{2^{14}} = \pm \frac{10 \text{ V}}{2^{15}} = \pm 0{,}3 \text{ mV.}$$

Astfel eroarea maximă la ieşire va fi:

$$|\Delta v_{o\text{max}}| = |\Delta v| + |\Delta v_{\text{cmax}}| = 0{,}63 \text{ mV.}$$

Această valoare reprezintă abaterea maximă a tensiunii de ieşire faţă de tensiunea de intrare; tensiunea de ieşire se va păstra un timp infinit deoarece aceasta nu mai este condiţionată decît de blocul de conversie D/A. Această schemă are un singur punct de reglaj: potenţiometrului R_{17}; pentru $V_I = 0$, aplicînd impulsuri de eşantionare pe intrare S_i cu o frecvenţă de 10 Hz se ajustează valoarea lui R_{17} pînă cînd la ieşire se obţine $V_o = 0{,}000$ V.

Cîteva particularităţi ale acestei scheme sînt semnalate în continuare:

- Tensiunea de la intrare, v_i, trebuie să fie în domeniul 0 ... 10 V.
- *LED*-ul de semnalizare a depăşirii domeniului indicat mai sus rămîne aprins pentru un timp limitat deoarece este conectat la tensiunea v_c.
- Tensiunea la ieşire v_o este direct dependentă de tensiunea de referinţă, V_{REF}, furnizată de stabilizatorul βA 723 ($CI6$); de aceea stabilitatea lui v_o, depinde de stabilitatea referinţei.
- Rezistenţele R_{12}, R_{16} nu trebuie să fie de precizie, deoarece la această aplicaţie are importanţă rezoluţia şi nu precizia conversiei D/A. Totuşi pentru stabilitatea tensiunii de ieşire (v_o) este indicată utilizarea unor rezistenţe stabile pentru R_{12}, R_{14}, R_{16} (de exemplu rezistenţe cu film metalic). De asemenea, datorită impreciziei de conversie, informaţia logică pe intrările convertoarelor βDAC 08 nu poate fi folosită pentru o prelucrare numerică ulterioară, deoarece această schemă nu realizează şi conversia A/D.

Această schemă de memorie analogică pe durată infinită poate fi folosită în cazul unor sisteme de prelucrare de semnale eşantionate aleator în timp, prin operaţii algebrice realizate cu scheme analogice.

1.6.27. Comanda afișajelor cu tub catodic fără utilizarea transformatoarelor

Această aplicație (vezi figura 1.77) utilizează ieșirile complementare ale convertorului βDAC 08 pentru comanda afișajelor cu tub catodic.

Există o intrare binară de 8 biți pentru deflexia orizontală (X) și o intrare binară de 8 biți pentru deflexia verticală (Y). Datorită ieșirilor complementare

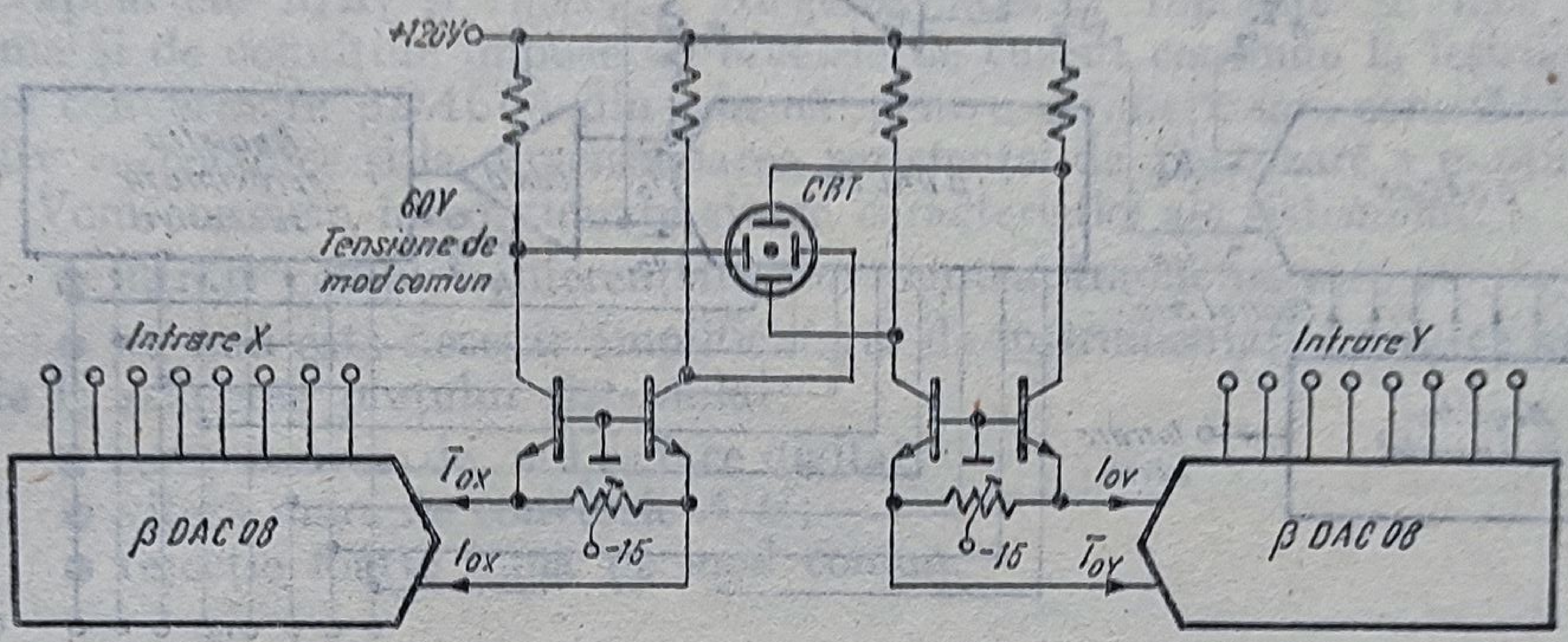


Fig. 1.77. Circuit pentru comanda tuburilor catodice.

din cele două convertoare comanda plăcilor de deflexie pentru cele două direcții se face diferențial, contribuind la micșorarea tensiunii de alimentare a schemei, de asemenea sînt eliminate transformatoarele și amplificatoare inversoare pentru formarea semnalelor în antifază.

Cu cele două rezistențe semireglabile din schemă se centrează fasciculul tubului în mod independent pe cele două direcții X, Y.

1.6.28. Sistem cu traductor în punte

Schema electrică de principiu a sistemului este prezentată în figura 1.78. În cazul de față s-a considerat numai un braț activ pentru traductorul în punte; alt caz posibil ar fi cu două brațe active pentru care rezistența variază în antifază.

Trebuie remarcat că oricare ar fi configurația punții, brațele inferioare ale punții (rezistențele către ieșirile convertorului pentru *CONTROL ZERO*) nu contribuie la sensibilitatea punții traductoare.

Sistemul conține două părți componente: o parte de măsură cu conversie A/D și o parte de control al dezechilibrului inițial al punții traductoare. Traductorul poate fi de temperatură, presiune, deformare, etc., fiind reprezentat prin rezistența R_x. Dacă se consideră o anumită stare a traductorului pentru poziția de nul a acestuia, atunci se acționează convertorul pentru *CONTROL ZERO* prin impulsuri pe *INTRARE SERIE* pînă cînd informația binară obținută la *IEȘIRE PARALEL* este cea dorită.

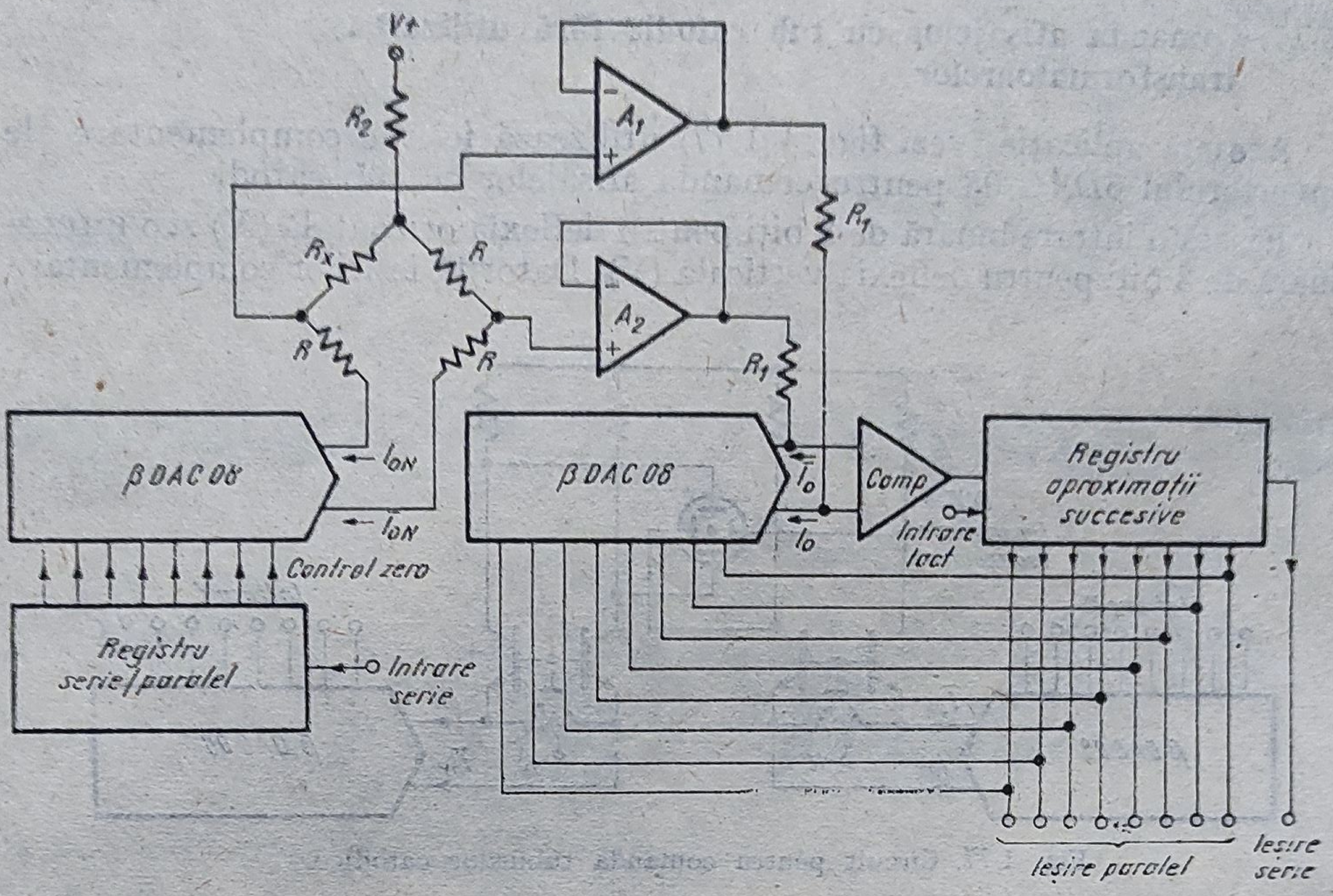


Fig. 1.78. Schema sistemului cu traductor în punte.

Astfel considerînd fixată starea convertorului pentru *CONTROL ZERO*, în ieșirile acestuia se obțin curenții I_{ON} și $\bar{I}_{ON}$. Ținînd seama de figura 1.78, rezultă relația:

$$R_1(I_O - \bar{I}_O) = R\bar{I}_{ON} - R_x I_{ON}$$

Deoarece

$$I_O + \bar{I}_O = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obține

$$I_O = \frac{255}{256} \frac{I_{REF}}{2} + \frac{R\bar{I}_{ON} - R_x I_{ON}}{2R_1}.$$

Ținînd seama de valoarea lui $I_O(R_{xo})$ pentru starea de nul a traductorului relația precedentă devine:

$$I_O = I_O(R_{xo}) - \frac{R_x - R_{xo}}{2R_1} \frac{I_{ON}}{IR_{EF}} I_{REF},$$

unde R_{xo} este valoarea rezistenței traductorului pentru starea de nul.

Se poate considera $R_x - R_{xo} = (x - x_o) R$, unde x și x_o sînt coeficienții de variație ai rezistenței traductorului pentru o stare oarecare ce va fi măsu-

rată, respectiv pentru starea de nul. Sensibilitatea traductorului, din punctul de vedere al informaţiei binare de la ieşire în raport cu coeficientul de conversie al traductorului se exprimă prin relaţia:

$$\frac{I_O - I_O(R_{xo})}{I_{REF}} \frac{1}{x - x_o} = \frac{R}{2R_1} \frac{I_{ON}}{I_{REF}} .$$

Deci sensibilitatea sistemului de măsură, în cazul unui traductor, depinde de rapoartele R/R_1 şi I_{ON}/I_{REF}. Alegerea acestor rapoarte se face ţinînd seama şi de condiţiile impuse de nivelele de curent continuu la ieşirile celor două convertoare βDAC08 din schemă pentru o funcţionare corectă; acelaşi motiv va conduce şi la dimensionarea rezistenţei de polarizare a punţii, R_2.

Vom enumera în continuare cîteva caracteristici ale sistemului:

- intrări complet diferenţiale din puntea traductoare;
- nu mai este necesar amplificatorul de instrumentaţie, ceea ce contribuie la scăderea preţului sistemului;
- compensarea de nul se face digital;
- viteză mare de conversie A/D;
- rejecţie foarte bună pe mod comun.

1.6.29. Echilibrarea punţilor cu traductoare

Un sistem pentru echilibrarea punţilor este prezentat în figura 1.79. Dacă una din ramurile punţii (de exemplu ramura traductoare) este diferită de celelalte, puntea este dezechilibrată iar curenţii I_O şi $\bar{I}_O$ restabilesc echilibrul prin intermediul buclei de reacţie de conversie A/D.

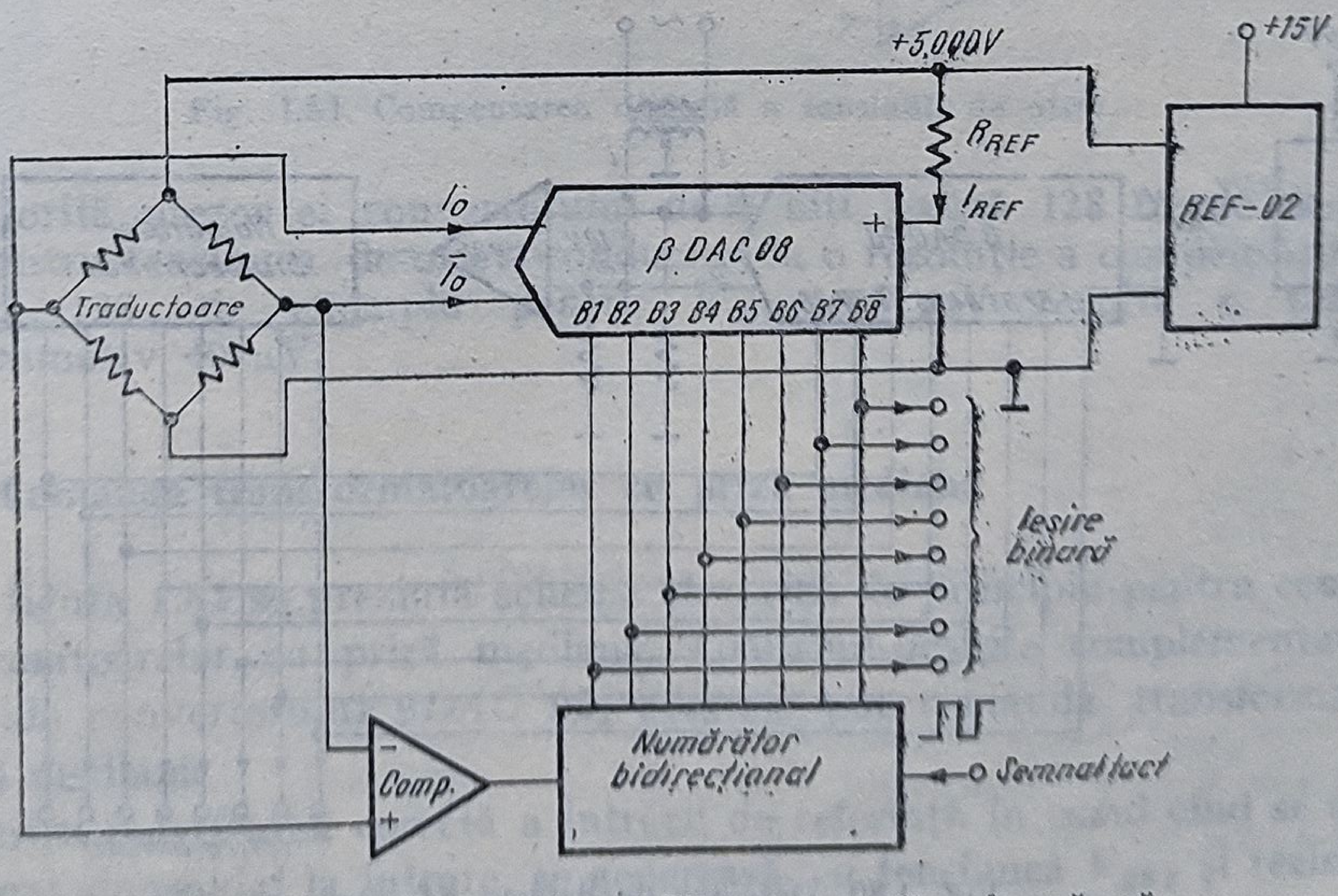


Fig. 1.79. Circuit pentru echilibrarea punţilor de măsură.

Informaţia digitală din ieşirea schemei este direct corelată cu dezechilibrul punţii, menţinînd în permanenţă puntea echilibrată. Această schemă poate furniza şi mărimea de intrare pentru dezechilibrul punţii, prelucrînd informaţia binară din ieşire între două echilibrări succesive.

1.6.30. Detector de defecte pe reţeaua de alimentare de c.a.

Un sistem de conversie diferenţială A/D este prezentat în figura 1.80 avînd intrarea cuplată prin transformator; un numărător bidirecţional, comparatorul de precizie şi viteză mare şi convertorul de 8 biţi D/A formează un convertor cu urmărire A/D, care măsoară continuu tensiunea alternativă din intrare (de exemplu: reţeaua de 220 V).

Considerînd că variaţiile curentului din secundarul transformatorului sînt lente în raport cu viteza conversiei A/D, pentru valoarea instantanee i, se poate scrie relaţia:

$$i = \frac{I_{REF}}{512}(2N - 255)$$

unde N este valoarea numerică a cuvîntului de 8 biţi din ieşirea binară. Ţinînd seama de relaţia precedentă informaţia referitoare la valoarea instantanee i se obţine din valoarea numerică $2N - 255$. De aceea ieşirea binară de 8 biţi trebuie interpretată astfel: bitul MSB (B_1) reprezintă semnul curentului; cînd $B_1 = 1$ semnul este plus şi valoarea curentului este dată de valoarea zecimală corespunzătoare numărului binar de 8 biţi $B_2, B_3, \ldots, B_8\,1$; dacă $B_1 = 0$ semnul este minus iar valoarea curentului este dată de valoarea zecimală a numărului binar $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \ldots, \bar{B}_8, 1$.

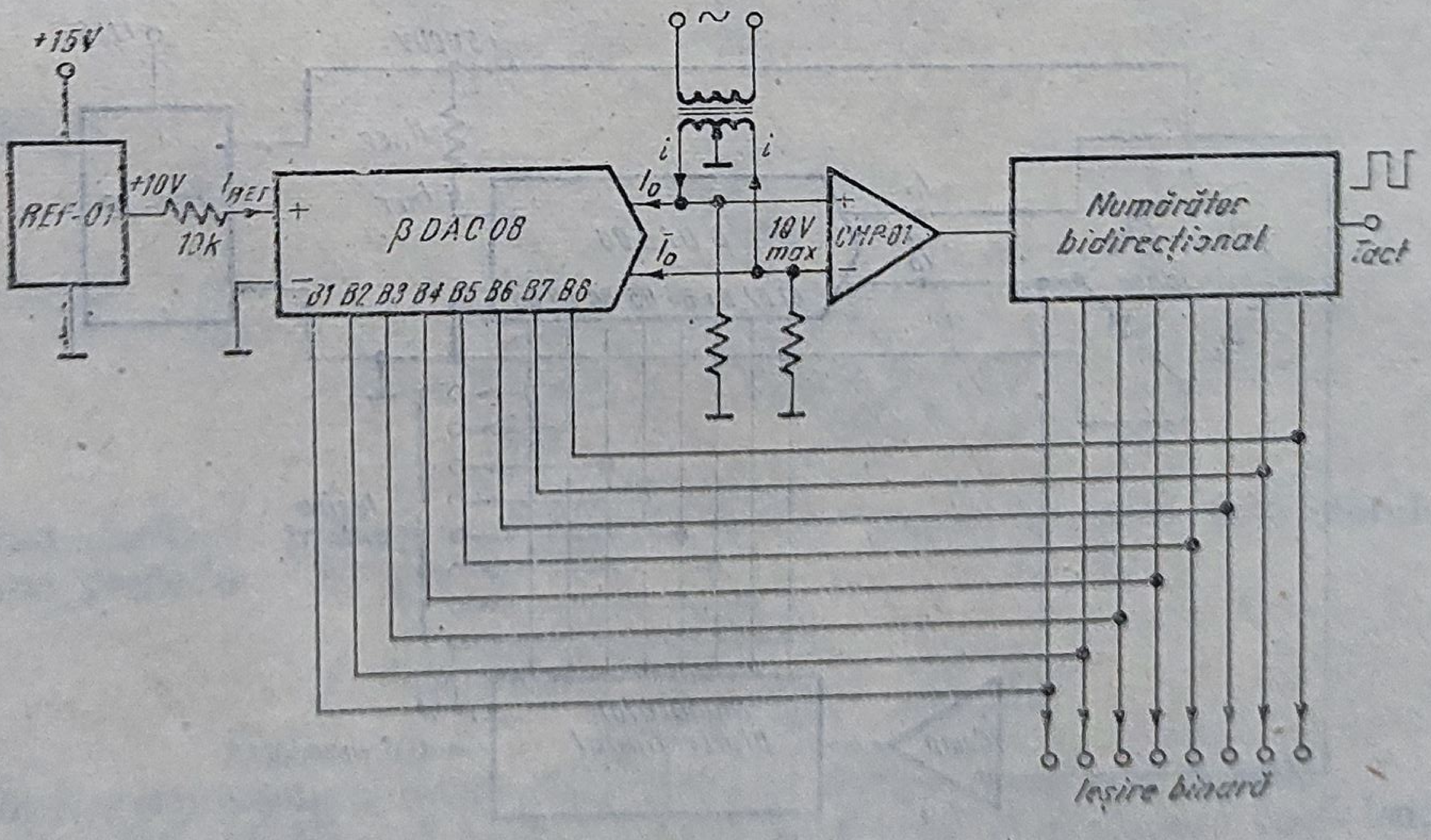


Fig. 1.80. Detector de defecte pe reţea.

Considerînd viteza de urmărire a sistemului de conversie în jur de 5 MHz, în cazul în care frecvenţa pe reţea este 400 Hz se obţine o rezoluţie de 0,028 grade (0,00025 rad) pentru eşantionarea reţelei. Astfel se pot detecta practic orice vîrfuri de curent pe reţea (dacă au o durată peste timpul minim de răspuns al sistemului de conversie — în acest caz 200 ns).

Pentru buna funcţionare a sistemului trebuie ca tensiunea de mod comun în intrările comparatorului să nu depăşească ± 10 V, iar tensiunea diferenţială să nu depăşească ± 11 V.

1.6.31 Compensarea tensiunii de ofset a unui amplificator operaţional prin control digital

Schema electrică pentru această aplicaţie este prezentată în figura 1.81. Informaţia logică din intrare (8 biţi) dezechilibrează curenţii I_O, $\bar{I}_O$ de la ieşirea convertorului astfel încît aceştia să producă compensarea tensiunii de ofset a amplificatorului operaţional considerat (în acest caz βA 741).

Această schemă înlocuieşte potenţiometrul de ajustare a tensiunii de ofset, componentă cu stabilitate scăzută.

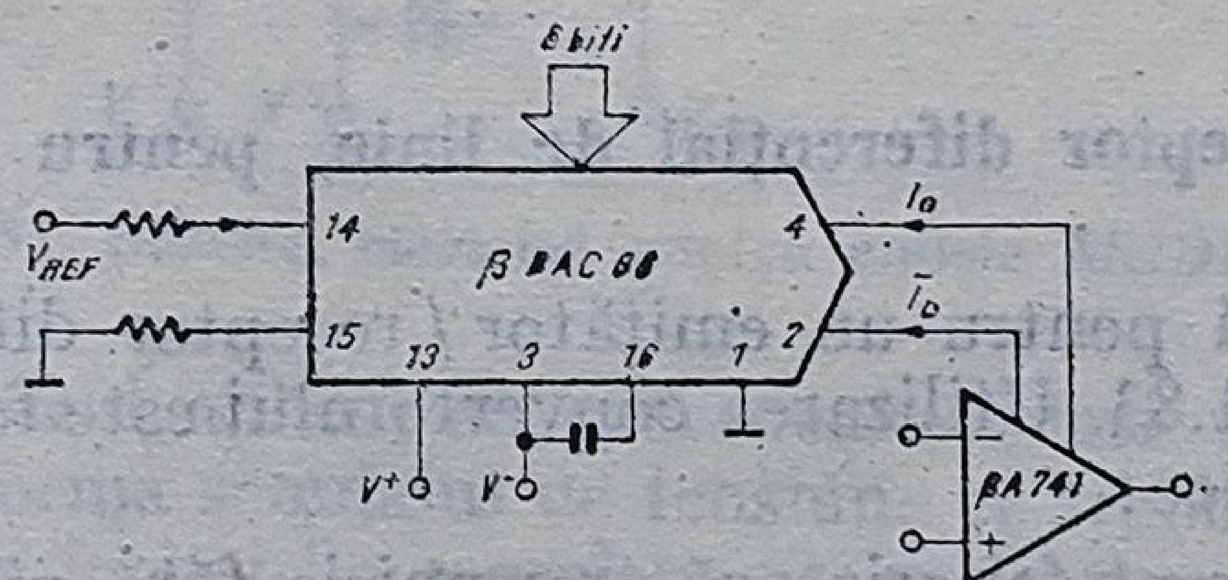


Fig. 1.81. Compensarea digitală a tensiunii de ofset.

Datorită prezenţei convertorului de 8 biţi, există 128 trepte de reglaj liniar pentru tensiunea de ofset, conducînd la o rezoluţie a compensării egală cu $V_{OSmax}/128$; de exemplu pentru $V_{OSmax} \simeq 5$ mV rezultă o rezoluţie de aproximativ 40 μV.

1.6.32. Comanda transformatoarelor cu priză mediană

În figura 1.82 se prezintă schema electrică de principiu pentru comanda transformatoarelor cu priză mediană. Utilizînd ieşirile complementare de curent ale convertorului βDAC 08, acestea pot comanda transformatorul cu priză mediană.

Pentru polarizarea corectă a intrării de referinţă în cazul cînd se aplică un semnal sinusoidal la intrare, se generează cu tensiunea V_{REF} şi rezistenţa R_2 un curent de polarizare corespunzător.

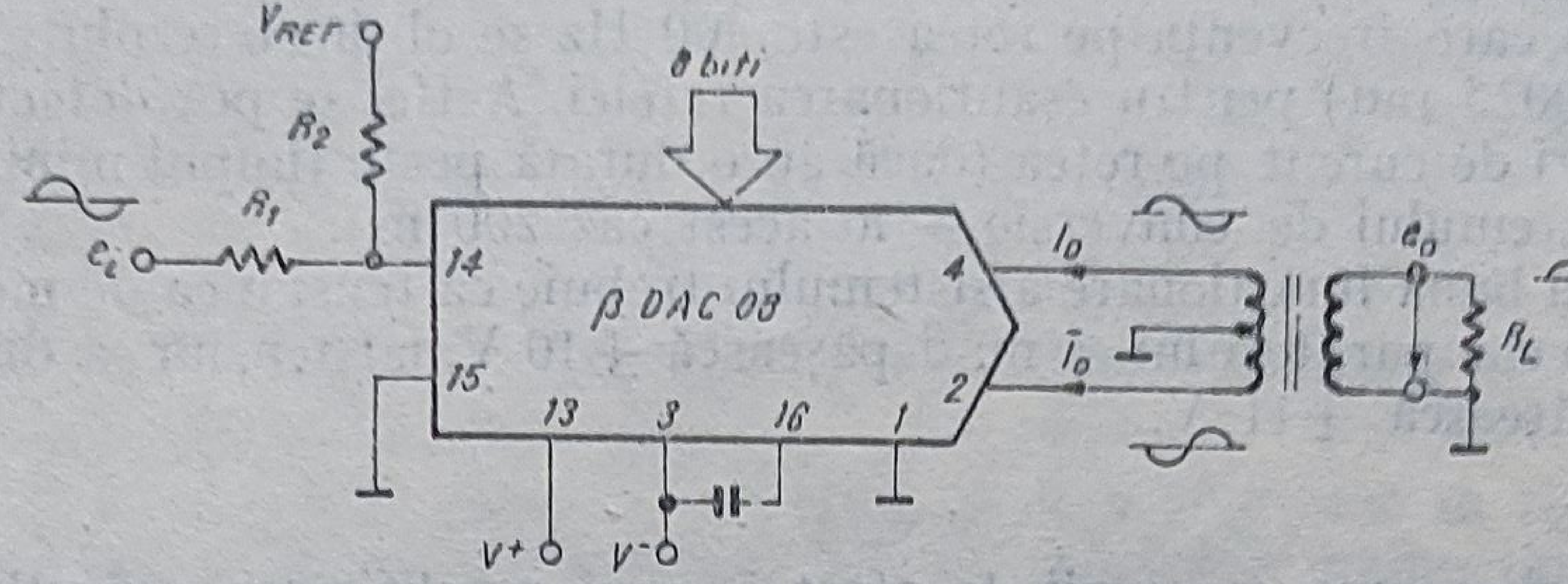


Fig. 1.82. Comanda transformatoarelor cu priză mediană.

Schema prezentată în figura 1.82 este echivalentă cu un amplificator controlat digital cu ieşire prin transformator cu priză mediană, dacă semnalul de intrare se aplică prin curentul de referinţă. Dacă semnalul de intrare este codificat digital şi se aplică prin intrarea logică de 8 biţi, atunci schema prezentată reface semnalul analogic corespunzător semnalului codificat.

Utilizarea transformatorului în această schemă permite izolarea în curent continuu între semnalul din intrare, e_i, şi semnalul la ieşire, e_o. De asemenea utilizarea unor rapoarte de transformare corespunzătoare, permite obţinerea unor tensiuni sinusoidale în sarcină cu amplitudini mari.

1.6.33. Emiţător/Receptor diferenţial de linie, pentru logică *CMOS*

Schema electrică pentru un emiţător / receptor diferenţial de linie este prezentată în figura 1.83. Utilizarea convertorului este foarte potrivită în partea de emisie deoarece:

- ieşirile în curent favorizează transmisia fără pierderi pe cablu;
- cele două ieşiri complementare de curent permit anularea cîmpului magnetic produs de aceşti curenţi dacă cele două fire componente ale cablului sînt răsucite.

La recepţie este folosit un comparator rapid (*CMP*-01C) astfel încît lanţul emisie/recepţie să nu introducă întîrzieri semnificative. Deoarece,

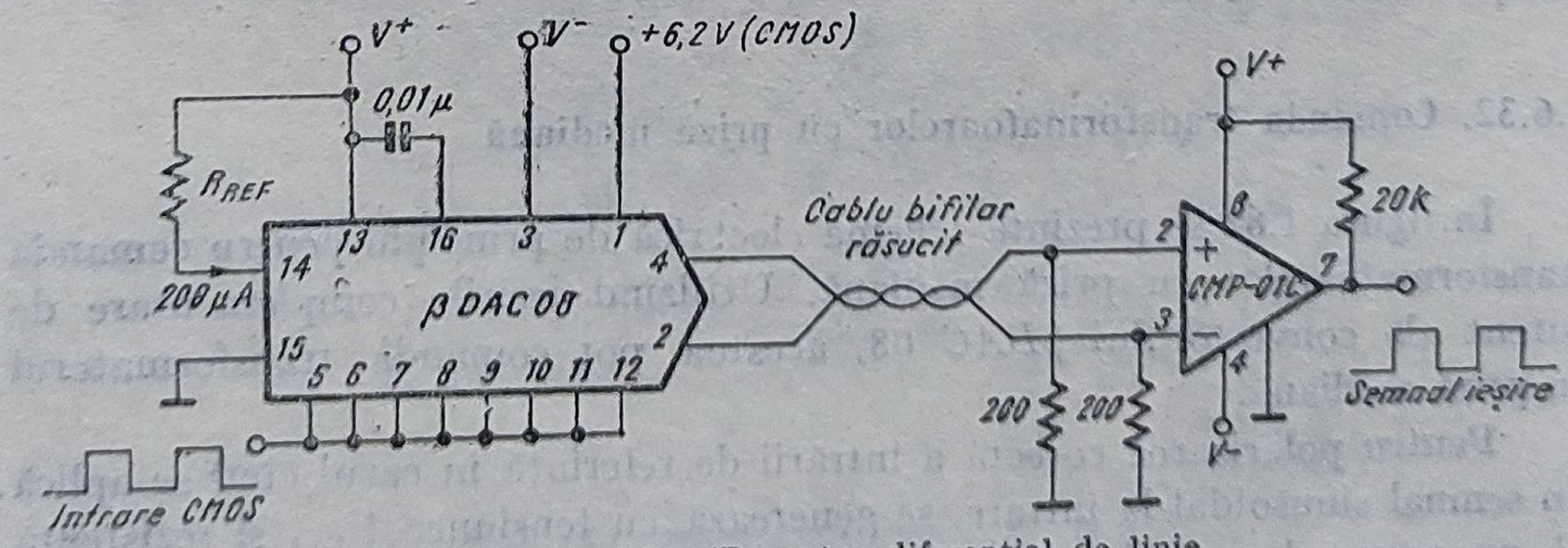


Fig. 1.83. Emiţător/Receptor diferenţial de linie.

în cazul de faţă, semnalele logice transmise sînt *CMOS* pentru tensiunea de control, a pragului logic, V_{LC}, se aplică + 6,2 V (în cazul altor semnale logice tensiunea V_{LC} se modifică corespunzător logicii folosite).

1.6.34. Emiţător *MODEM*

Schema electrică de principiu pentru un emiţător *MODEM* utilizînd convertorul β*DAC* 08 este prezentată în figura 1.84. Semnalul ce trebuie transmis se aplică pe intrarea de referinţă peste componenta continuă generată de tensiunea V_{REF}. Domeniul de frecvenţă pentru semnalul transmis trebuie să fie între 0 şi 1 MHz.

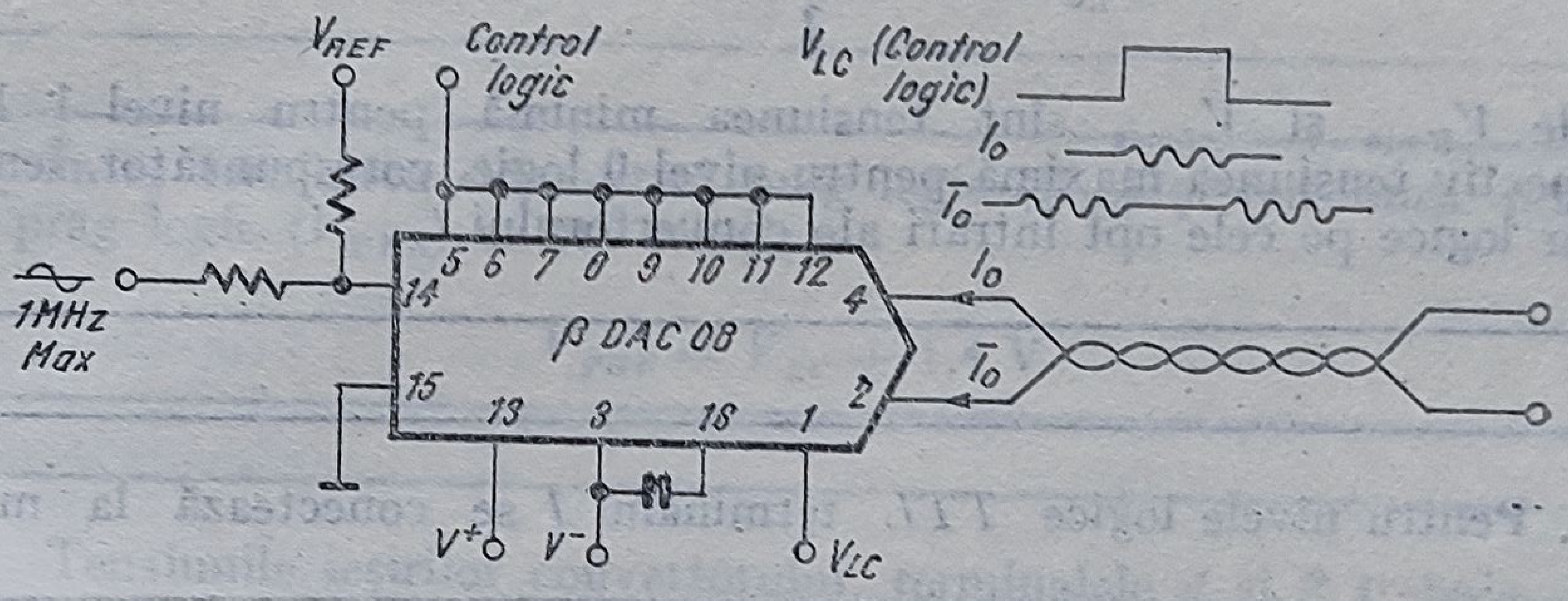


Fig. 1.84. Schema electrică pentru emisie *MODEM*.

Şi aici, ca şi în cazul aplicaţiei precedente (vezi § 1.6.33), convertorul are şi rolul de a transforma semnalul de tensiune ce trebuie transmis, în semnal de curent; se obţin în ieşirile complementare de curent ale convertorului două semnale ce se transmit prin cablu bifiliar cu fire răsucite.

Sistemul de emisie *MODEM* prezentat aici este compatibil cu orice tip de nivele logice pentru semnalul *CONTROL LOGIC*, deoarece prin tensiunea V_{LC} se fixează tensiunea de prag logic intern al convertorului, corespunzător nivelelor logice folosite.

1.7. De reţinut pentru utilizare

> Stările logice pentru semnalele aplicate celor opt intrări ale convertorului trebuie să aibă capabilitatea de a *PRIMI* curent pentru starea logică 0 ($I_L \leqslant 10$ μA) şi de a *FURNIZA* curent pentru starea logică 1 ($I_H \leqslant 10$ μA).

Datorită schemei interne a convertorului, schema electrică externă pentru interfațare logică, ce furnizează tensiunea pentru control prag logic (V_{LC}) la terminalul *1*, trebuie să aibă capabilitatea de a *PRIMI* un curent constant în jurul valorii de 100 μA.

Tensiunea pentru control prag logic (V_{LC}) necesară pentru interfațarea cu diverse familii logice se calculează cu relația:

$$V_{LC} = \frac{V_{H\min} + V_{L\max}}{2} - 1{,}4\ \mathrm{V}$$

unde $V_{H\min}$ și $V_{L\max}$ sînt tensiunea minimă pentru nivel 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivel 0 logic, corespunzător semnalelor logice pe cele opt intrări ale convertorului.

Pentru nivele logice *TTL* terminalul *1* se conectează la masă.

Convertorul β*DAC* 08 nu necesită tensiuni de alimentare simetrice, în schimb este necesară definirea punctului de masă între cele două alimentări astfel încît tensiunile pe terminalele circuitului să asigure buna funcționare a acestuia.

Cele două ieșiri ale convertorului sînt generatoare de curent care *PRIMESC* curent; de aceea terminalele corespunzătoare *4* și *2* nu trebuie lăsate neconectate.

Tensiunea de mod comun pe intrările amplificatorului referinței, terminalele *14* și *15*, trebuie să verifice condiția:

$$(V^-) + 1\ \mathrm{k\Omega} \times I_{REF} + 2{,}5\ \mathrm{V} \leq V_{CM} \leq (V^+) - 1{,}5\ \mathrm{V}$$

Tensiunea pe intrările logice trebuie să se încadreze între limitele:

$$(V^-) + 1\ \text{k}\Omega \times I_{REF} + 2{,}5\ \text{V} \leqslant V_I \leqslant (V^-) + 36\ \text{V}$$

Pentru terminalul de control al pragului logic (terminalul *1*) tensiunea trebuie să verifice relația:

$$(V^-) + 1\ \text{k}\Omega \times I_{EEF} + 1{,}1\ \text{V} \leqslant$$
$$\leqslant V_{LC} \leqslant (V^+) - 2{,}9\ \text{V}$$

Între tensiunea de control prag logic (V_{LC}) și tensiunea internă de prag logic (V_{THR}) există relația:

$$V_{THR} = V_{LC} + 1{,}4\ \text{V}$$

Tensiunile ieșirilor convertorului, terminalele *4* și *2* trebuie să se situeze în domeniul:

$$(V^-) + 1\ \text{k}\Omega \times I_{REF} + 2{,}5\ \text{V} \leqslant V_O,\quad \bar{V}_O \leqslant (V^+) + 36\ \text{V}$$

Amplificatorul referinței, la intrarea analogică a convertorului, are o configurație specială, astfel că în intrarea neinversoare (terminalul *14*) *INTRĂ* curentul de referință, I_{REF}, iar din intrarea inversoare (terminalul *15*) *IESE* curentul de polarizare (de aproximativ 1 μA). Tensiunea între intrări este practic zero, amplificatorul referinței comportîndu-se între intrări ca orice amplificator operațional.

Curenții în ieșirile convertorului, terminalele *4* și *2*, verifică totdeauna relația

$$I_O + \bar{I}_O = I_{FS},$$

unde, în cazul ideal

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

1.8. Alte circuite[3,4]

Utilizarea largă a circuitului integrat β*DAC* 08, generată de versatilitatea aplicațiilor sale corelată cu prețul său scăzut comparativ cu alte convertoare *D/A* de 8 biți, face posibilă etichetarea acestuia drept *„standard industrial"* în lumea convertoarelor, așa cum la vremea lui circuitul integrat βA 741 a devenit un „standard industrial" în lumea amplificatoarelor operaționale.

Acest circuit integrat monolitic, convertor *D/A* de 8 biți este fabricat sub aceeași codificare generică *DAC* 08, de firmele *NATIONAL SEMICONDUCTOR* (*LM DAC* 08), *ANALOG DEVICES* (*AD DAC* 08) *PRECISION MONOLITHICS* (*PMI DAC* 08). Firma *MOTOROLA* produce circuitul integrat monolitic *MC* 1408/1508 care este un convertor *D/A* de 8 biți compatibil funcțional cu „standardul" *DAC* 08, avînd performanțe electrice asemănătoare și compatibilitate aproape totală pentru terminale (singura diferență o constituie terminalul 1 care în cazul lui *MC* 1408/1508 trebuie conectat la masă; de asemenea acest circuit necesită două surse de tensiune de alimentare, una pozitivă, V_{CC} și alta negativă, V_{EE}).

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Circuite integrate analogice, IPRS-BĂNEASA, Catalog, 1983
2. *G. Tănase, E. Romașcanu, A. Năstase*. Testarea convertorului βDAC-08 pe sistemul STELA Conferința anuală de semiconductoare, CAS-84, octombrie 1984, Timișul de Jos.
3. * * * Linear Integrated Circuits, Product Catalogue, *PRECISION MONOLITHICS*, 1982.
4. * * * Linear Interface integrated Circuits Product Catalogue, *MOTOROLA*, 1980.

2

βAA 145 | Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor (triacelor)

2.1. Prezentarea circuitului

2.1.1. Introducere

Circuitul βAA 145 este destinat aproape exclusiv comenzii în fază a aprinderii tiristoarelor (triacelor). Complexitatea crescîndă a circuitelor de comandă a tiristoarelor a făcut ca realizarea lor monolitică să fie foarte atractivă, după cum o dovedește și numărul mare de circuite integrate destinate comenzii tiristoarelor și triacelor.

Prezentarea acestora fără o încercare de sistematizare are puține șanse de a fi utilă. Acesta este motivul pentru care, înainte de a trece la prezentarea circuitului βAA 145 și a altor circuite (vezi § 2.6) se va încerca această sistematizare. Drept criteriu de bază s-a ales modul în care se poate realiza comanda puterii din circuitul anodic al unui tiristor.

În principiu, amorsarea unui tiristor se poate realiza cu un circuit extrem de simplu. Utilizarea unui circuit complex sau a unui circuit integrat se justifică atunci cînd se dorește nu numai amorsarea tiristorului ci și controlul puterii disipate în circuitul anodic.

Din punctul de vedere al realizării amorsării, toate circuitele integrate existente sînt identice: ele furnizează impulsuri de curent (pozitive sau negative) necesare comenzii pe grila tiristorului. Circuitele se deosebesc însă în ceea ce privește modalitatea de control a puterii disipate în sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Ca urmare, în cele ce urmează, expresia *„comanda tiristoarelor"* se referă la comanda puterii din circuitul de sarcină. Din acest punct de vedere, există trei modalități de comandă oferite de circuitele integrate:

(*a*) comandă prin fază;

(*b*) comandă prin zero cu referință constantă în timp;

(*c*) comandă prin zero cu referință liniar variabilă în timp.

Comenzile de tip (*b*), (*c*) cunoscute și sub numele de *„comandă cu undă plină"* sînt întîlnite în literatura de limbă engleză sub numele *„two-point driver"* respectiv *„proportional driver"*. Semnificația tuturor acestor denumiri

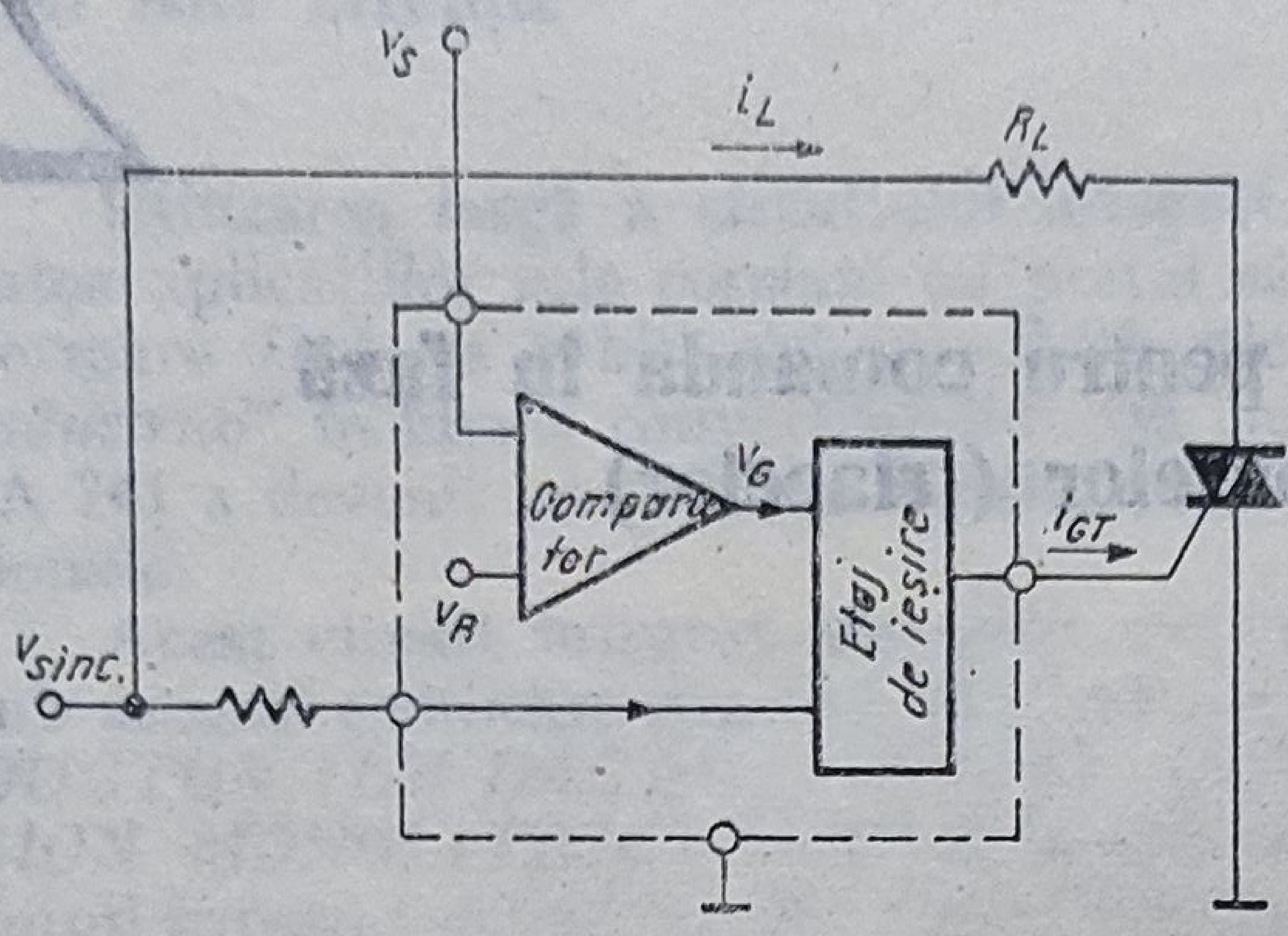


Fig. 2.1. Schema simplificată a unui circuit integrat tipic de comandă a triacelor și tiristoarelor.

va rezulta imediat, în cele ce urmează. În figura 2.1 se prezintă schematic un circuit de comandă tipic care permite definirea tensiunilor și curenților care caracterizează comenzile de tip (*a*), (*b*), (*c*).

- v_S reprezintă o tensiune proporțională cu puterea disipată în sarcină. Această tensiune servește și la realizarea unei bucle de reacție negativă necesară pentru stabilizarea valorii puterii disipate în sarcină;
- v_R reprezintă o tensiune internă de referință cu care se compară tensiunea v_S;
- v_G reprezintă tensiunea de ieșire a comparatorului, deci rezultatul comparării lui v_S cu v_R;
- i_{GT} este pulsul de curent de aprindere care este validat sau nu de v_G;
- v_{SINC} este tensiunea de sincronizare (în majoritatea aplicațiilor este tensiunea alternativă de rețea).

Comanda prin fază

Formele de undă caracteristice acestui mod de comandă sînt prezentate în figura 2.2. De remarcat că pentru acest tip de comandă v_R este o tensiune liniar variabilă sincronizată pe frecvența rețelei. Impulsurile de aprindere sînt generate la fiecare coincidență a lui v_S cu panta crescătoare a semnalului v_R. Din forma de undă a semnalului i_L se constată că se poate obține o „rezoluție" de putere extrem de fină, circuitul putînd sesiza și comanda variații foarte mici de putere în sarcina R_L. Generarea de armonici superioare frecvenței semnalului de sincronizare folosit și posibilitatea obținerii unei componente continue pentru i_L constituie dezavantaje ale acestui tip de comandă.

Comanda prin zero cu referință fixă

Formele de undă corespunzătoare sînt prezentate în figura 2.3. Se observă că în acest caz v_R este o tensiune de valoare fixă și în intervalul de timp în care $v_S > v_R$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare, se generează impulsuri de aprindere. În acest fel i_L cuprinde un număr întreg de semiunde. Această caracteristică a condus la numele de comandă cu *undă plină*. *Rezoluția* de putere este limitată inferior de puterea corespunzătoare unei semialternanțe. Deoarece v_R este o tensiune fixă, variația lui v_S nu contează

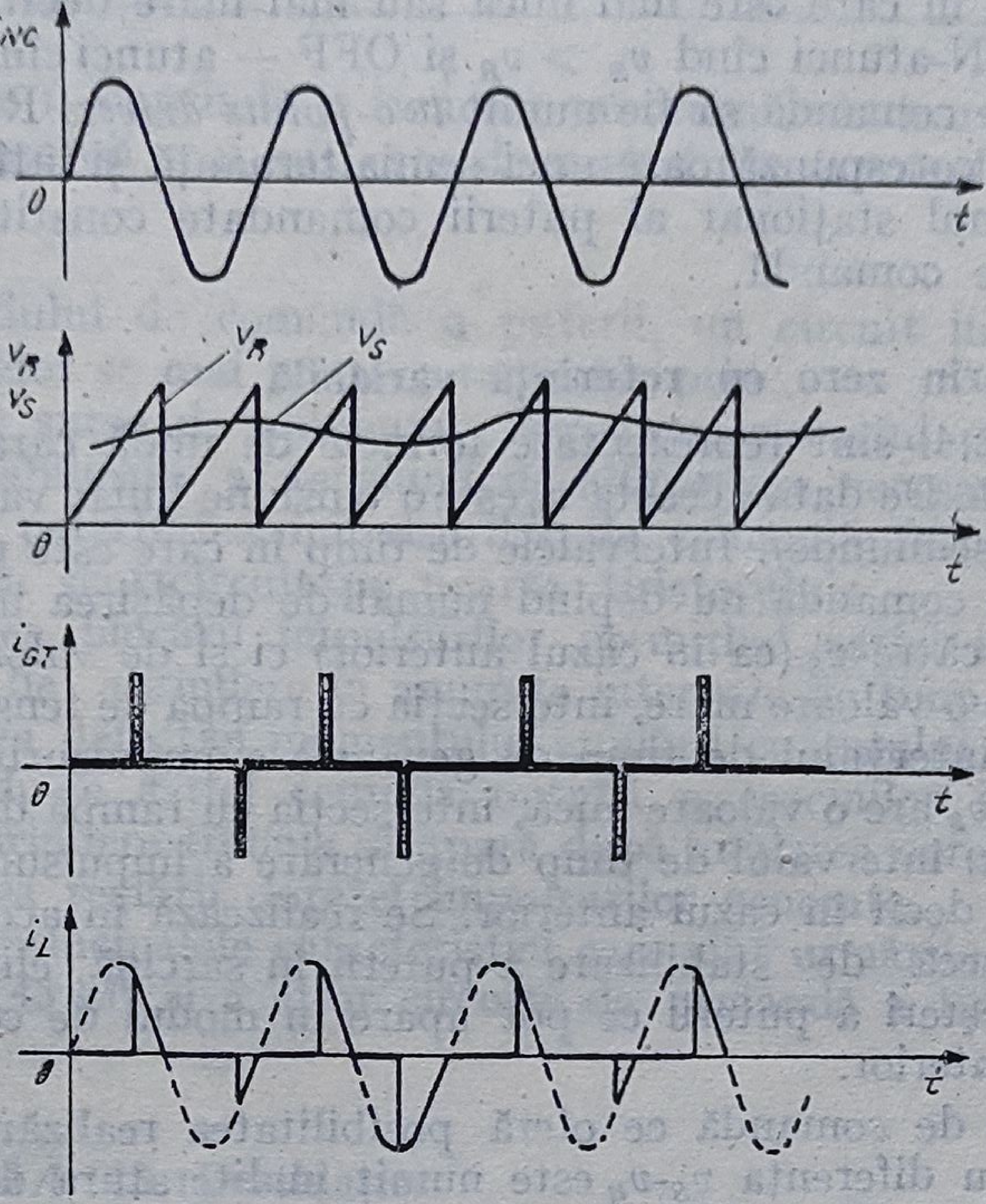


Fig. 2.2. Formele de undă caracteristice comenzii prin fază.

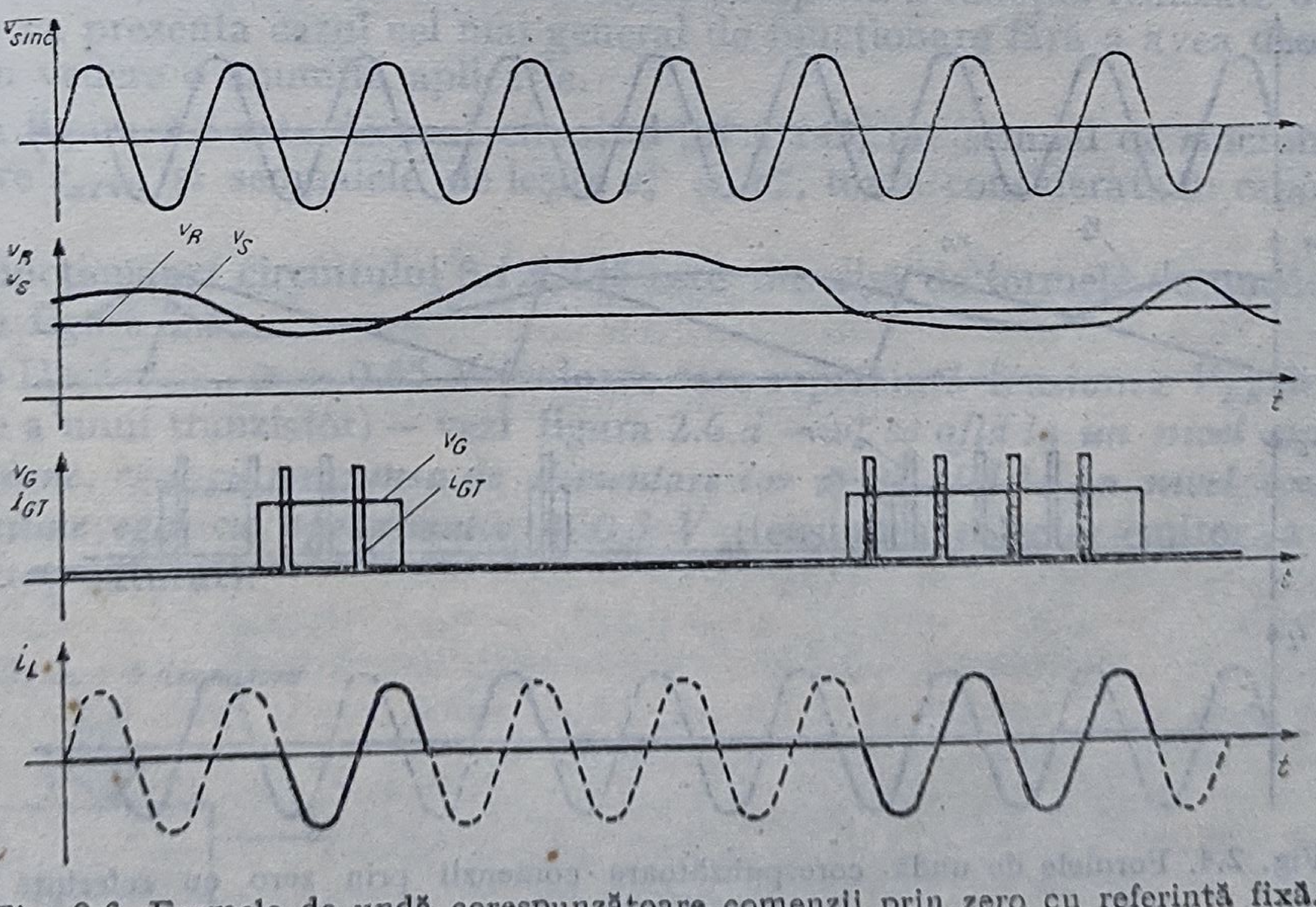


Fig. 2.3. Formele de undă corespunzătoare comenzii prin zero cu referință fixă.

decît în măsura în care este mai mică sau mai mare decît v_R. Această dualitate de stări (ON-atunci cînd $v_S > v_R$ și OFF — atunci cînd $v_S < v_R$) a făcut ca acest mod de comandă să fie numit *two-points driver*. Rezoluția de putere limitată de cea corespunzătoare unei semialternanță și întîrzierea cu care se realizează regimul staționar al puterii comandate constituie dezavantajele acestui mod de comandă.

Comanda prin zero cu referință variabilă

În figura 2.4. sînt reprezentate formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. De data aceasta v_R este o tensiune liniar variabilă (pe durata cîtorva zeci de semiunde). Intervalele de timp în care este permisă generarea impulsurilor de comandă nu depind numai de depășirea unui anumit nivel de tensiune de către v_S (ca în cazul anterior) ci și de valoarea tensiunii v_S; cînd aceasta are o valoare mare, intersecția cu rampa de tensiune se face către vîrful acesteia intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mic; cînd v_S are o valoare mică, intersecția cu rampa de tensiune se face la baza acesteia, intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mai mare decît în cazul anterior. Se realizează în acest mod o reacție negativă intrinsecă de stabilizare a puterii în sarcină, eliminîndu-se eventualele supracreșteri a puterii ce pot apare în modul de comandă cu undă plină descris anterior.

Acest mod de comandă ce oferă posibilitatea realizării unei comenzi proporționale cu diferența v_S-v_R este numit în literatura de limbă engleză, *proportional driver*. El permite alimentarea sarcinii cu „rații" de putere cu atît mai mari cu cît puterea disipată este mai depărtată de regimul staționar și din ce în ce mai mici pe măsura ce puterea se apropie de valoarea de regim

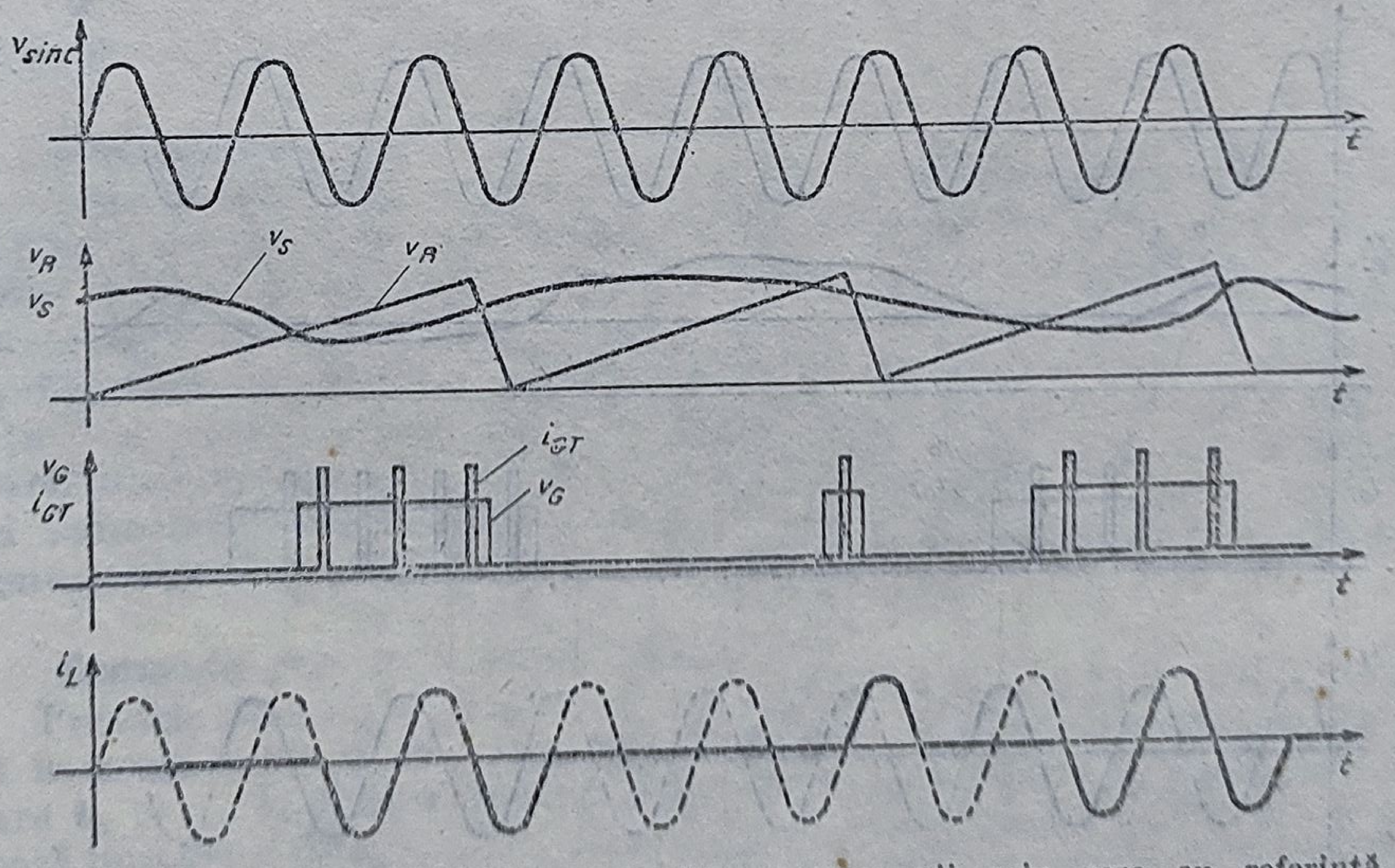


Fig. 2.4. Formele de undă corespunzătoare comenzii prin zero cu referință variabilă.

staţionar. Deoarece i_L cuprinde şi în acest caz un număr întreg de semialternanţe comanda descrisă mai sus este de acelaşi tip (cu undă plină) ca cea descrisă anterior.

În afara modului de comandă a puterii, un circuit integrat destinat comenzii tiristoarelor se mai poate caracteriza prin:

- lipsa unor surse de alimentare separate, circuitul conţinînd blocul de redresare şi stabilizare a tensiunii de alimentare necesară funcţionării;
- nivelul şi polaritatea impulsurilor de comandă furnizate la ieşire;
- protecţia la scurtcircuit pe poarta tiristorului;
- posibilitatea blocării impulsurilor permiţînd astfel inhibarea generării impulsurilor de aprindere în anumite intervale de timp;
- posibilitatea detecţiei momentului anulării curentului anodic al tiristorului, permiţîndu-se astfel comnda optimă a sarcinilor inductive (cînd noul impuls de aprindere trebuie să apară după anularea curentului anodic);
- posibilitatea reglării duratei impulsurilor generate.

Acestea sînt principalele caracteristici care sînt urmărite atît la analiza circuitului βAA 145 cît şi a altor circuite de comandă a tiristoarelor (vezi § 2.6.)

2.1.2. Circuitul βAA 145. Destinaţie

Circuitul βAA 145 este folosit în aplicaţiile care necesită comanda tiristoarelor şi triacelor, putînd fi sincronizat direct de reţeaua de c.a. (de obicei 220 V, 50 Hz). Pentru a oferi o înţelegere completă a funcţiei realizate de circuit se va prezenta cazul cel mai general de funcţionare fără a avea deocamdată în vedere o anumită aplicaţie.

În figura 2.5 este desenat circuitul βAA 145, un semnal de sincronizare oarecare v_{SINC} şi semnalele de ieşire v_o^+ şi v_o^-, toate considerate în raport cu masa.

Funcţionarea circuitului βAA 145 este descrisă de formele de undă indicate în figura 2.6.

- Dacă $v_{SINC} \geq +0,65$ V (valoare care reprezintă tensiunea V_{BE} de deschidere a unui tranzistor) — vezi figura 2.6.*a* — *v_o^+ se află la un nivel constant de tensiune, egal cu tensiunea de alimentare iar v_o^- se află la un nivel constant de tensiune egal cu aproximativ +0,3 V* (tensiunea colector-emitor a unui tranzistor saturat).

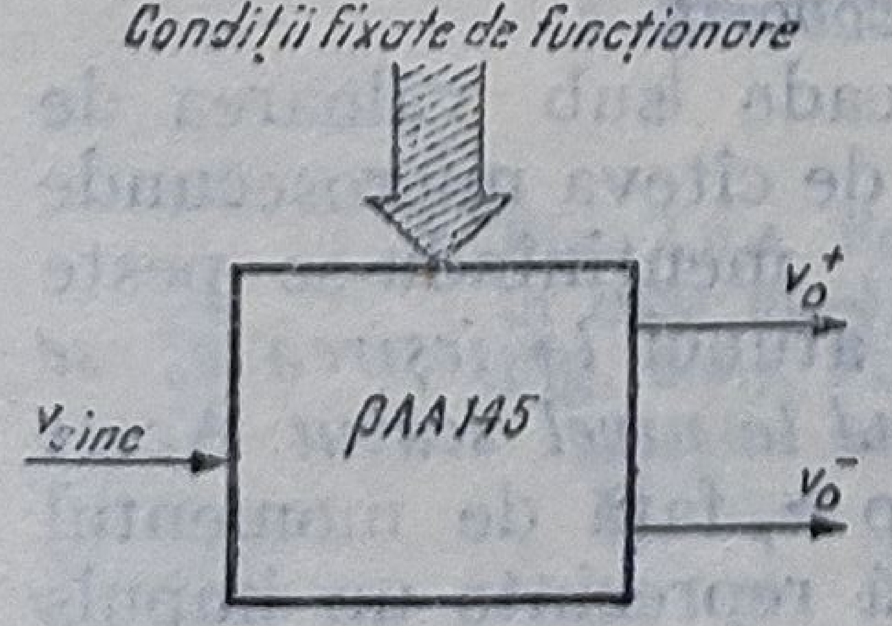


Fig. 2.5. Reprezentarea simbolică a funcţiei realizate de circuitul integrat βAA 145.

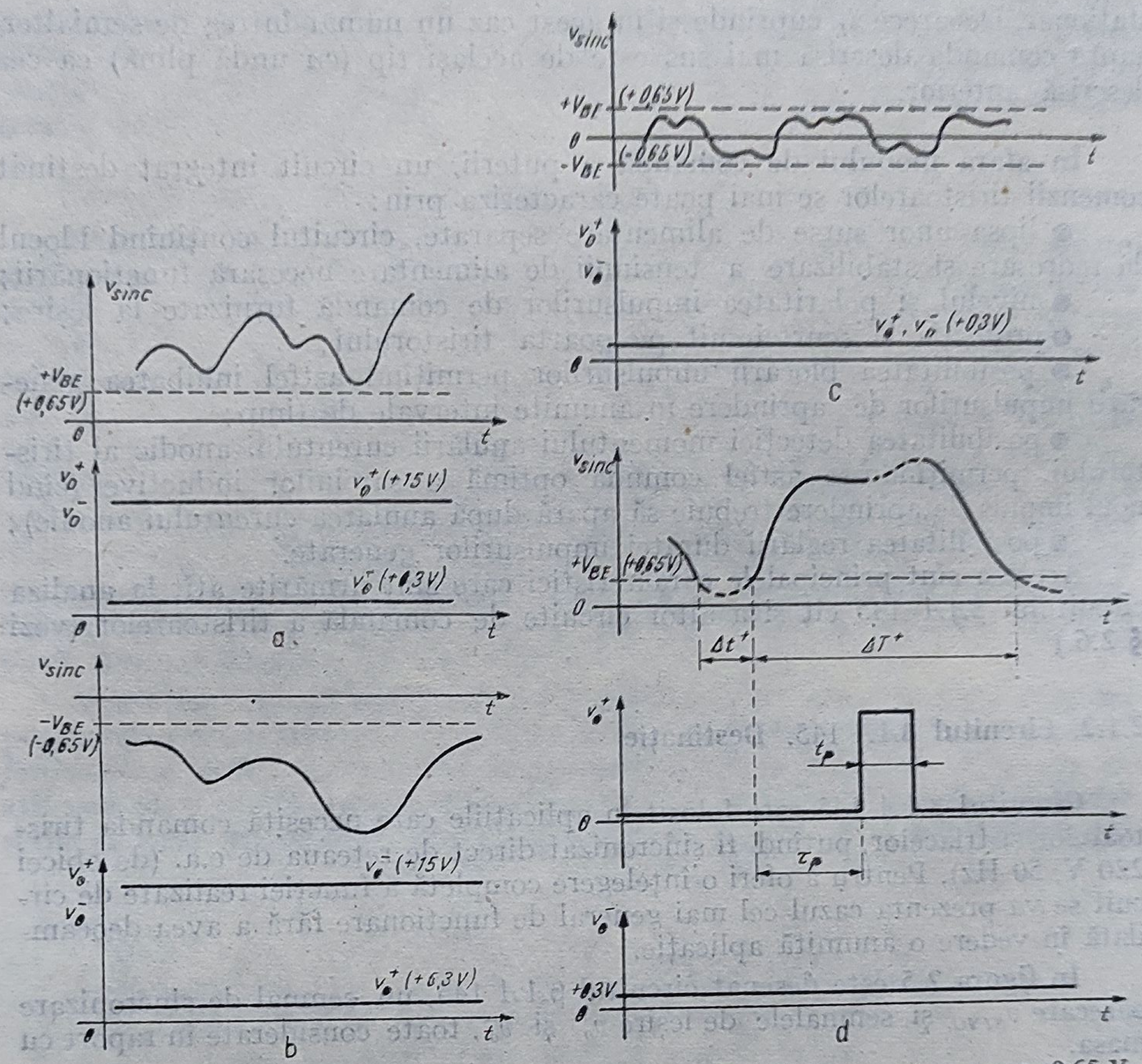


Fig. 2.6.a. Formele de undă la ieșirea circuitului *βAA* 145 în cazul $v_{SINC} \geqslant 0,65$ V.
Fig. 2.6.b. Formele de undă la ieșirea circuitului *βAA* 145 în cazul $v_{SINC} \leqslant -0,65$ V.
Fig. 2.6.c. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care $-0,65 \text{ V} \leqslant v_{SINC} \leqslant +0,65$ V.
Fig. 2.6.d. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul tensiunii de $+0,65$ V.

● Dacă $v_{SINC} \leqslant -0,65$V — vezi figura 2.6. *b* — situația este inversată față de cazul anterior: *v_0^+ se află la un nivel de tensiune scăzută (tensiune de saturație)* și *v_0^- se află la nivelul tensiunii de alimentare.*

● Dacă $-0,65V \leqslant v_{SINC} \leqslant +0,65$V — vezi figura 2.6.*c* — *atît tensiunea v_0^+ cît și tensiunea v_0^- sînt la un nivel de tensiune coborît.*

● Dacă v_{SINC} variază ca în figura 2.6.*d*, adică scade sub valoarea de $+0,65$V, se menține sub această valoare un timp Δt^+ de cîteva microsecunde după care traversează din nou nivelul de $+0,65$V, menținîndu-se peste această valoare un timp ΔT^+ de cîteva milisecunde, atunci *la ieșirea v_0^+ se generează un impuls dreptunghiular, ieșirea v_0^- rămînînd la nivel scăzut.* Acest impuls, de durată t_p și întîrziat (defazat) cu un timp τ_p față de momentul în care v_{SINC} traversează nivelul de $+0,65$V, poate să reprezinte un impuls

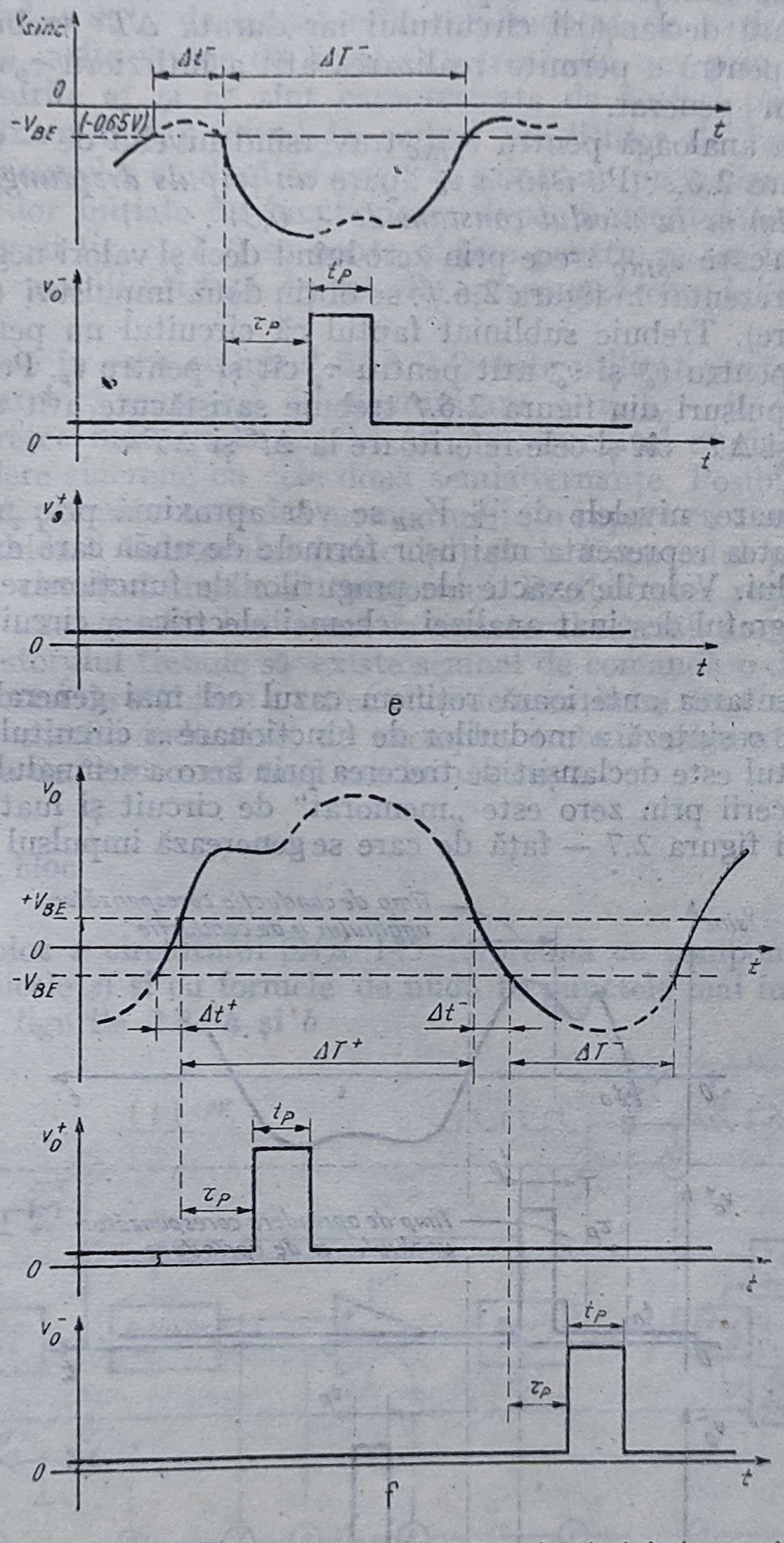


Fig. 2.6.*e*. Formele de undă la ieşirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul tensiunii de −0,65 V.
Fig. 2.6.*f*. Formele de undă la ieşirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul de 0V.

de aprindere al unui tiristor sau triac. Atît durata t_p cît și întîrzierea τ_p depind de condițiile de funcționare impuse circuitului de către utilizator. Durata Δt^+ este necesară declanșării circuitului iar durata ΔT^+ trebuie să fie suficient de mare pentru a permite realizarea atît a întîrzierii τ_p cît și a duratei t_p a impulsului generat.

● Situația analoagă pentru v_{SINC} traversînd nivelul de — 0,65V este prezentată în figura 2.6.*e*; Pe *ieșirea* v_o^- apare *un impuls dreptunghiular în timp ce ieșirea* v_o^+ *rămîne la nivelul constant de* $+ 0{,}3V$.

● Cazul în care v_{SINC} trece prin zero luînd deci și valori negative și valori pozitive este prezentat în figura 2.6.*f*; se obțin două impulsuri (cîte un impuls pe fiecare ieșire). Trebuie subliniat faptul că circuitul nu permite decît un reglaj comun pentru v_o^+ și v_o^- atît pentru τ_p cît și pentru t_p. Pentru obținerea celor două impulsuri din figura 2.6.*f* trebuie satisfăcute atît condițiile referitoare la Δt^+ și ΔT^+ cît și cele referitoare la Δt^- și ΔT^-.

În continuare, nivelele de $\pm V_{BE}$ se vor aproxima prin nivelul de 0 V pentru a se putea reprezenta mai ușor formele de undă care explică funcționarea circuitului. Valorile exacte ale pragurilor de funcționare se vor reconsidera în paragraful destinat analizei schemei electrice a circuitului.

Din prezentarea anterioară reținem cazul cel mai general prezentat în figura 2.6.*f* ca o sinteză a modurilor de funcționare a circuitului:

● Circuitul este declanșat de trecerea prin zero a semnalului de intrare; momentul trecerii prin zero este „memorat" de circuit și luat ca reper de timp t_0 — vezi figura 2.7 — față de care se generează impulsul v_o^+ (dacă v_{SINC}

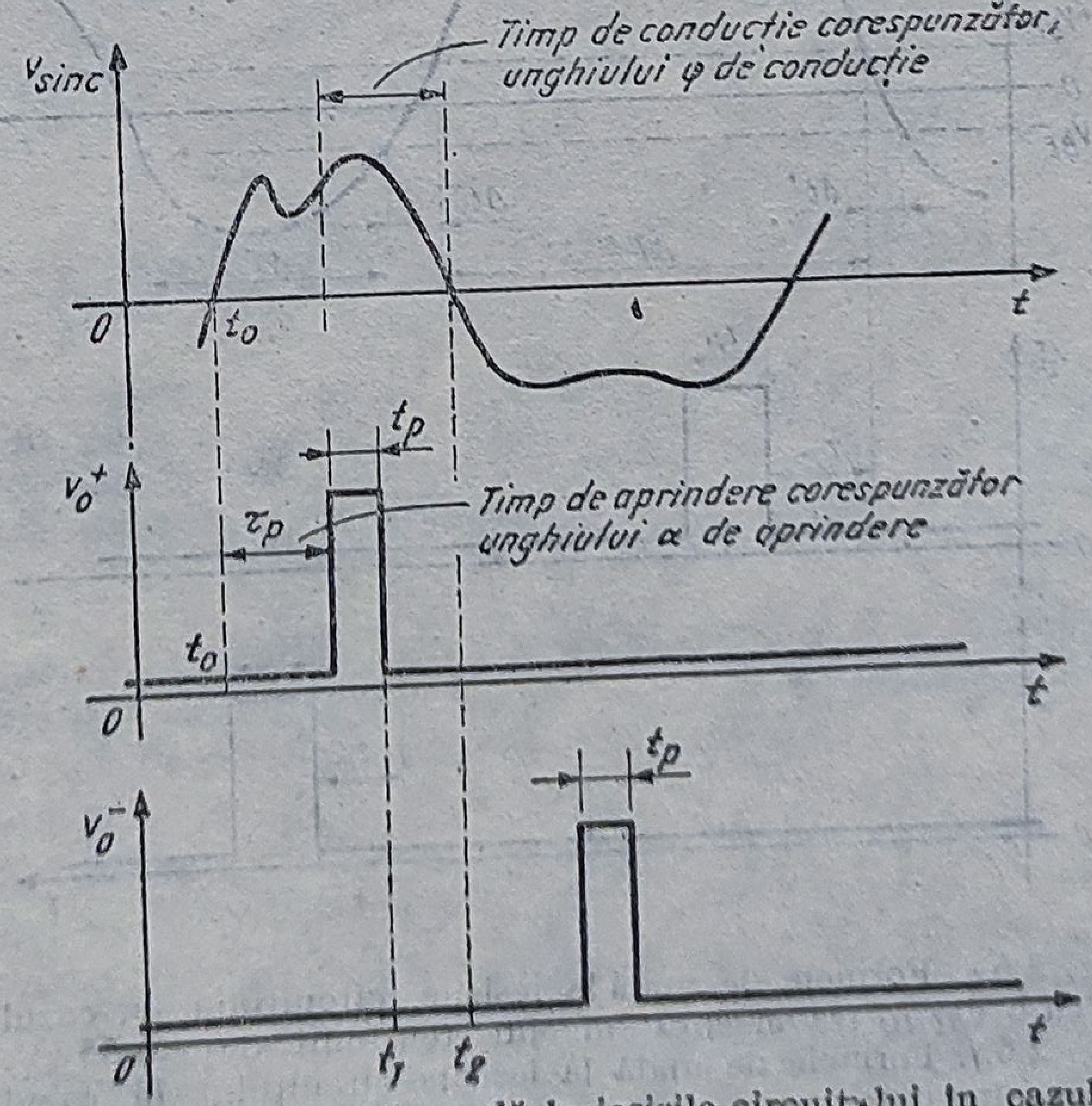


Fig. 2.7. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul general cînd v_{SINC} traversează nivelul de 0V.

variază în domeniul tensiunilor pozitive) sau v_o^+ și v_o^- cînd v_{SINC} traversează nivelul de 0 V variind în ambele domenii (pozitiv și negativ) de tensiune.

● Circuitul o dată declanșat este neinfluențat de variația ulterioară a semnalului v_{SINC} atîta vreme cît acesta nu trece din nou prin zero.

● Impulsurile v_o^+ și v_o^- sînt caracterizate de aceiași parametri τ_p și t_p asigurați printr-un reglaj inițial în cadrul condițiilor de funcționare (vezi figura 2.5). Bineînțeles că dacă se asigură, printr-un procedeu oarecare modificarea condițiilor inițiale de funcționare, după momentul t_1 și înainte de momentul t_2 (vezi figura 2.7) se poate obține pentru v_o^- un impuls cu parametrii τ_p și t_p modificați față de valorile corespunzătoare lui v_o^+.

În schemele în care circuitul βAA 145 este utilizat pentru comanda în fază a tiristoarelor, semnalul de sincronizare — v_{SINC} — îl constituie chiar tensiunea de rețea industrială (220V, 50 Hz), circuitul oferind două impulsuri de aprindere sincrone cu cele două semialternanțe. Posibilitatea reglării parametrului τ_p permite controlul momentului (în raport cu anularea tensiunii de rețea) deschiderii tiristorului (triacului) și deci controlul puterii disipate de sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Posibilitatea reglării lui t_p permite comanda unui tiristor indiferent de caracterul sarcinii anodice a acestuia (pe poarta tiristorului trebuie să existe semnal de comandă o durată de timp superioară duratei de stabilire a curentului de menținere din circuitul anodic). În cazul unei sarcini inductive, de exemplu, trebuie asigurată o valoare a lui t_p mai mare decît în cazul unei sarcini rezistive.

2.1.3. Schema bloc

Schema bloc a circuitului βAA 145 împreună cu componentele exterte (notate cu indicele e) și cu formele de undă în punctele mai importante sînt prezentate în figurile 2.8. a și b

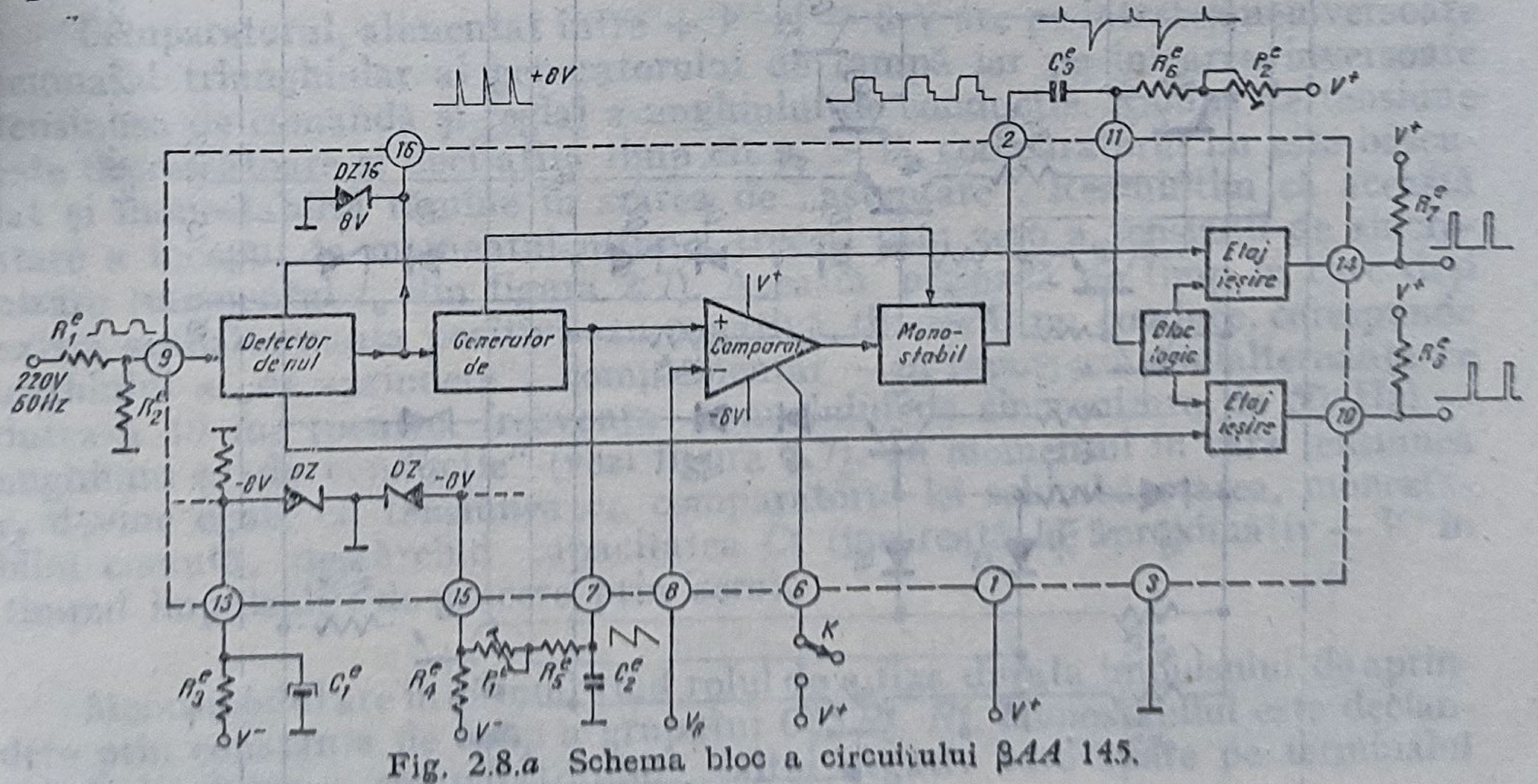


Fig. 2.8.a Schema bloc a circuitului βAA 145.

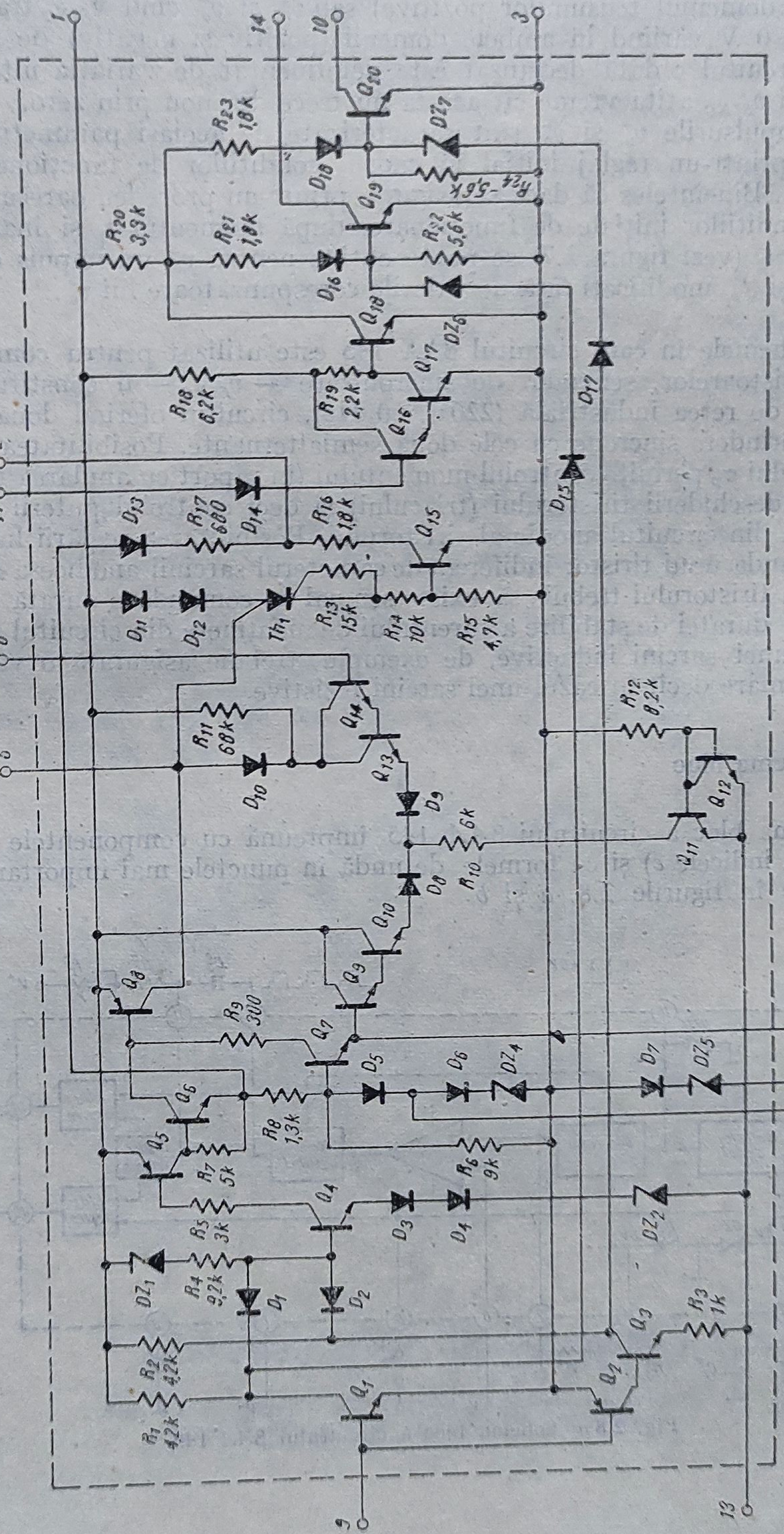


Fig. 2.8.b Schema completă a aparatului βAA 145

Circuitul se compune dintr-un bloc de sincronizare, un detector de nul, un generator de rampă de tensiune, un comparator, un monostabil (cu rol de memorare) un bloc logic și două etaje de ieșire.

Detectorul de nul sesizează trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare limitînd totodată semnalul pe terminalul *9* la $\pm V_{BE}$. La fiecare trecere prin zero detectorul generează la terminalul *16* impulsuri cu amplitudinea de + 8V. Divizorul R_1^e, R_2^e are rolul de a fixa o valoare potrivită pentru viteza de variație prin zero a semnalului de sincronizare. Această viteză este critică pentru funcționarea corectă a circuitului. O viteză mare de variație nu permite declanșarea circuitului (nu este satisfăcută condiția pentru Δt^+ sau Δt^- din § 2.1.2) iar o viteză mică de variație limitează performanțele circuitului reducînd intervalul de reglaj (control) pentru unghiul de aprindere. De asemeni, R_1^e mai are un rol foarte important — de limitare a curentului absorbit de circuit prin terminalul *9* de la circuitul extern ce asigură semnalul de sincronizare.

Generatorul de rampă încarcă rapid capacitatea C_2^e la + 8V la fiecare impuls generat de detectorul de nul pe terminalul *16* și o lasă să se descarce lent prin R_5^e, P_1^e către tensiunea de — 8 V în perioada dintre două impulsuri de trecere prin zero (durata acestei descărcări este de 10 ms pentru un impuls de sincronizare de 50 Hz). Se obține astfel, pe terminalul *7*, o rampă de tensiune.

În timpul impulsului de trecere prin zero are loc, simultan cu încărcarea capacității C_2^e și încărcarea capacității C_3^e conectată la terminalul *2*, pînă la valoarea tensiunii de alimentare, stare echivalentă cu activarea monostabilului („așteptarea" momentului de declanșare a impulsului de aprindere). Rampa de tensiune de pe terminalul *7* se aplică intern, pe intrarea neinversoare a comparatorului.

Comparatorul, alimentat între + V^+ și — 8 V are pe intrarea neinversoare semnalul triunghiular al generatorului de rampă iar pe intrarea inversoare tensiunea de comandă și reglaj a unghiului de conducție. Rampa de tensiune este decrescătoare și deci atîta timp cît $v_7 > V_8$ comparatorul nu este basculat și monostabilul rămîne în starea de „așteptare". Reamintim că această stare a început în momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare (momentul t_0 din figura 2.7). Această perioadă de timp în care deși există semialternanța pozitivă sau negativă, tiristorul nu conduce, corespunde unghiului α „de aprindere", complementar — în raport cu semialternanța ce durează 10 ms (pentru frecvența semnalului de sincronizare de 50 Hz) — unghiului φ „de conducție" (vezi figura 2.7). În momentul în care tensiunea v_7 devine egală cu tensiunea v_8, comparatorul își schimbă starea, monostabilul comută, descărcînd capacitatea C_3^e (încărcată la aproximativ + V^+ în timpul impulsului de trecere prin zero).

Monostabilul are în primul rînd rolul de a fixa durata impulsului de aprindere prin constanta de timp a grupului C_3^e, P_2^e, R_6^e. Monostabilul este declanșat de bascularea comparatorului. Saltul negativ care apare pe terminalul

2 trece spre terminalul *11* comandînd blocul logic de ieșire. Acesta este momentul apariției la ieșire a impulsului de aprindere (pe terminalul *14* sau pe terminalul *10*).

Blocul logic și etajele de ieșire au rolul de a distribui impulsul negativ furnizat de monostabil către ieșirea *14* (corespunzătoare semialternanței pozitive a semnalului de sincronizare) sau către ieșirea *10* (corespunzătoare semialternanței negative). Dacă există semnal (impuls) pe una din ieșiri, pe cealaltă ieșire tensiunea este nulă. Ieșirile fiind de tip *colector în gol*, apariția impulsurilor de aprindere este posibilă numai prin legarea unor rezistențe R_7^e și R_8^e la o tensiune pozitivă mai mare decît + 8V (de obicei aceasta este chiar tensiunea de alimentare pozitivă V^+).

Formele de undă la terminalele circuitului în configurația externă din figura 2.8 se pot urmări în figura 2.9.

Înainte de a trece la **descrierea circuitului** și **prezentarea parametrilor** vom fixa în cazul unui tiristor convențiile referitoare la unghiul de aprindere și unghiul de conducție. Figura 2.9 prezintă tensiunea de sincronizare cu rețeaua v_{SINC} (trasată cu linie punctată) și curentul de sarcină i_L (trasat cu linie continuă). *Unghiul de aprindere* este notat cu α și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare și momentul apariției primului impuls de aprindere. *Unghiul de conducție* este notat cu φ și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul aprinderii tiristorului și momentul primei sale blocări (datorate anulării tensiunii de rețea). Trebuie subliniat că toate aceste considerații sînt valabile și în cazul unui triac chiar dacă acest lucru nu este precizat de fiecare dată. Comutatorul *K* (vezi figura 2.8.*a*) conectat la terminalul *6* permite inhibarea generării impulsurilor atunci cînd este închis deoarece acțiunea lui asupra comparatorului anulează efectul tensiunii V_8, menținînd monostabilul în poziția „de așteptare" pe toată perioada de timp în care este închis.

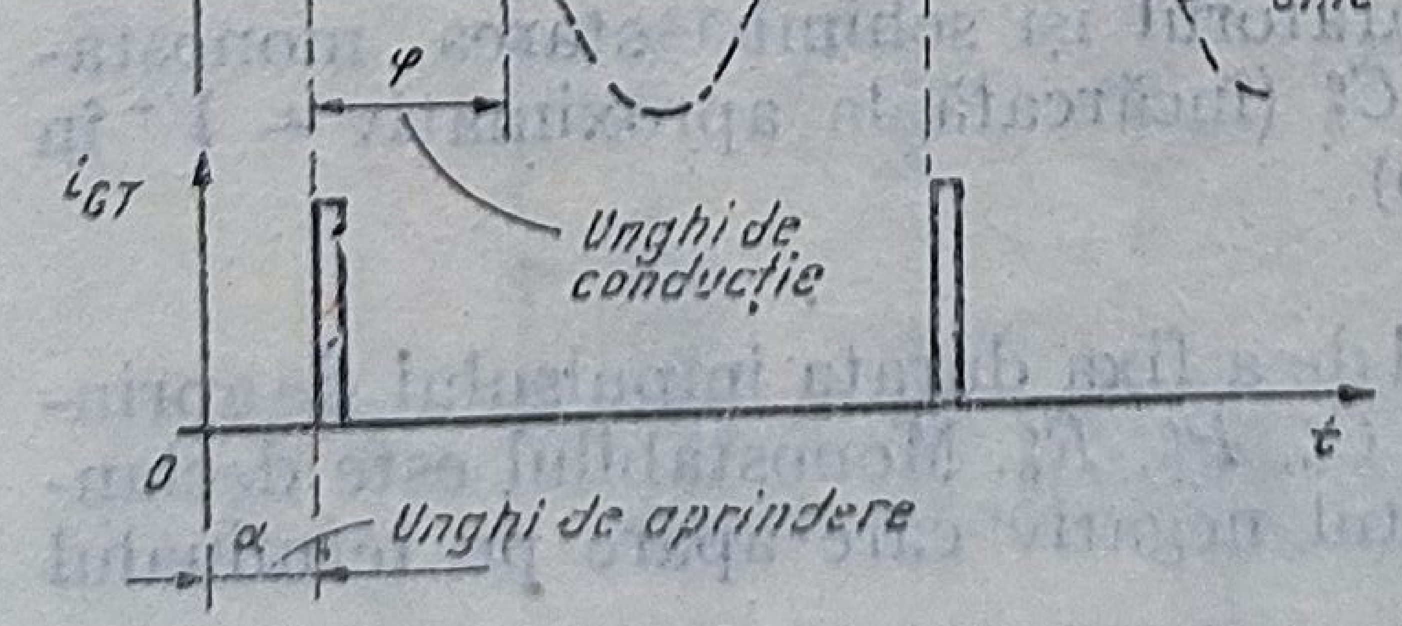


Fig. 2.9. Formele de undă și convențiile referitoare la unghiul de aprindere și cel de conducție pentru un tiristor.

2.2. Schema electrică

Schema electrică și funcționarea circuitului βAA 145 pot fi urmărite cu ușurință deoarece el este destul de bine individualizat în blocuri funcționale (vezi figurile 2.8. *a* și *b*)

Numărul relativ mare de componente externe necesare funcționării nu permite prezentarea separată, individuală a fiecărui bloc în parte, decît în conexiune cu componentele externe aferente lui. Acesta este și modul în care se va prezenta funcționarea circuitului. Toate componentele externe vor fi notate cu un indice superior, *e*. Se va explica influența fiecărei componente externe asupra funcționării corecte, performanțelor dorite și fiabilități circuitului integrat.

2.2.1. Alimentarea circuitului

Pentru funcționare, circuitul are nevoie de o sursă de tensiune pozitivă $V^+ = 12 .... 18$ V capabilă să furnizeze un curent de sarcină de 100 mA. Deși în regim static circuitul consumă aproximativ 30 mA (nu se consideră curentul absorbit de tranzistoarele de ieșire de tip *open collector*), în regim dinamic de funcționare, circuitul solicită pulsuri de curent (în terminalul *2* și în terminalul *7*), de pînă la 60 ... 70 mA, necesare încărcării unor capacități externe. Intern, circuitul nu prezintă vreun bloc de stabilizare astfel încît tensiunea V^+ aplicată între terminalele *1* și *3* trebuie să fie stabilizată. Nu se cer performanțe deosebite de stabilizare. Singurul pericol în ceea ce privește sursa V^+ este solicitarea ei la pulsuri foarte scurte (de ordinul a cîtorva μs) de curent mare (60 mA) față de curentul mediu consumat (30 mA). De remarcat că aceste pulsuri au loc la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare. *Dacă tensiunea de sincronizare este chiar tensiunea de rețea, fără o filtrare suficientă a tensiunii V^+, funcționarea circuitului este compromisă.* Căderea tensiunii V^+ în momentele trecerii prin zero a tensiunii de rețea chiar pentru momente foarte scurte (μs) anulează funcționarea circuitului. Toate aceste observații sînt valabile pentru cazul în care circuitul este sincronizat cu tensiunea de rețea (situație care corespunde majorității aplicațiilor). Dacă circuitul este sincronizat cu o tensiune cu o frecvență superioară celei de 50 Hz (de exemplu 500 Hz) situația prezentată mai sus nu este atît de critică.

Pentru funcționare, circuitul mai are nevoie de o sursă negativă de curent $I^- = 15 ... 25$ mA aplicată între terminalele *3* și *13* (*TABS*), la o tensiune mai mare de 10 V. Schema internă conține o diodă Zener ce stabilizează tensiunea pe terminalul *13* la aproximativ — 8 V. De aceea, sursa de curent I^- trebuie să furnizeze curentul de 15 ... 25 mA la o tensiune superioară valorii maxime a tensiunii V_{Z13} (care este de 9 V). Blocul ce asigură alimentarea negativă este prezentat în figura 2.10.

Condensatorul extern C_1^e are rolul de a filtra tensiunea V_{Z13}. Curentul necesar funcționării, I^- este determinat de valoarea sursei V^- disponibile (oricum, mai mare decît 10 V) și de valoarea rezistenței R_1^e. Relația de calcul

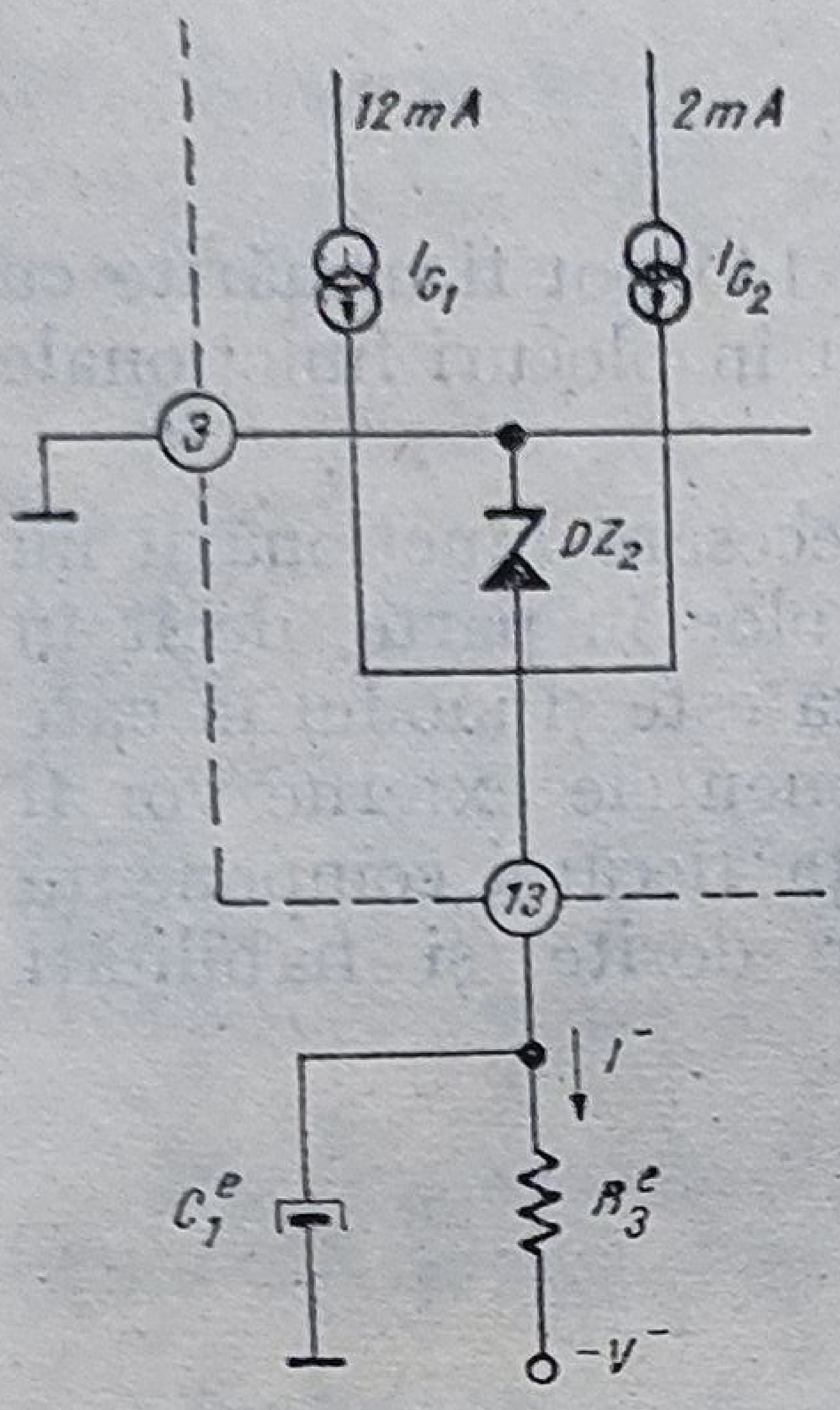


Fig. 2.10. Schema de alimentare negativă a circuitului βAA 145.

între R_3^e şi V^- necesită cunoaşterea curentului I^- necesar funcţionării corecte a circuitului.

Orice valoare cuprinsă între 15 mA şi 25 mA este corectă. Se recomandă însă alegerea valorii $I^- = 20$ mA, deoarece curenţii I_{G1} şi I_{G2} sînt supuşi unor variaţii de $\pm$ 20% prin procesul de fabricaţie. O valoare mică a lui I^- lasă insuficient curent prin dioda DZ_2. O valoare puţin mai mare decît cea tipică, pentru I^- nu pune în pericol DZ_2 (în cazul în care I_{G1} şi I_{G2} ar rezulta de valori mici) deoarece, constructiv, dioda DZ_2 este capabilă să disipe chiar 80 mW. Relaţia de calcul pentru R_3^e este evidentă:

$$R_3^e = \frac{V^- - |V_{13}|_{max}}{I^-}. \tag{2.1}$$

Dacă se alege, de exemplu, $V^- = 15$ V, $I^- = 20$ mA, relaţia 2.1 conduce la:

$$R_3^e = \frac{15-9}{20} \frac{V}{mA} = 0,3\ k\Omega. \tag{2.2}$$

Se poate alege deci $R_3^e = 330\ \Omega$ deoarece această valoare conduce în condiţiile *tipice* de funcţionare a circuitului ($|V_{13}| = 8$V) la un curent:

$$I^- = \frac{15-8}{0,33} \frac{V}{k\Omega} = 21\ mA. \tag{2.3}$$

Puterea disipată de rezistenţa R_3^e se calculează uşor, în condiţiile cele mai defavorabile de funcţionare.

$$P_{max} = (V^- - |V_{13min}|) \times I^-. \tag{2.4}$$

Deci:

$$P_{max} = (15-7) \times 20\ mA = 160\ mW \tag{2.5}$$

Acum, R_3^e este determinată complet:

$$R_3^e = 330\Omega\ \pm 5\%, \quad P_{max} = 0,25\ W.$$

Condensatorul de filtrare C_1^e îndeplineşte condiţiile:

$$C_1^e = 100\ \mu F, \quad V_{max} = 25\ V.$$

În ceea ce priveşte influenţa grupului R_3^e, C_1^e, asupra funcţionării circuitului, se poate constata uşor că:

- *scurtcircuitarea rezistenţei R_3^e provoacă defectarea catastrofală a circuitului prin distrugerea diodei DZ_2;*
- *o valoare mare a curentului de fugă a condensatorului C_1^e provoacă nefuncţionarea circuitului prin insuficienţa curentului I^- necesară generatoarelor I_{G1}, I_{G2} (vezi figura 2.10);*

— *scurtcircuitarea condensatorului C_1^e pune la masă terminalul 13, oprește funcționarea circuitului (fără să-l distrugă) și distruge rezistența R_3^e pe care se disipă o putere superioară valorii maxime alese (de 0,25 W).*

Schema completă de alimentare, ce sintetizează cele discutate mai sus este prezentată în figura 2.11.

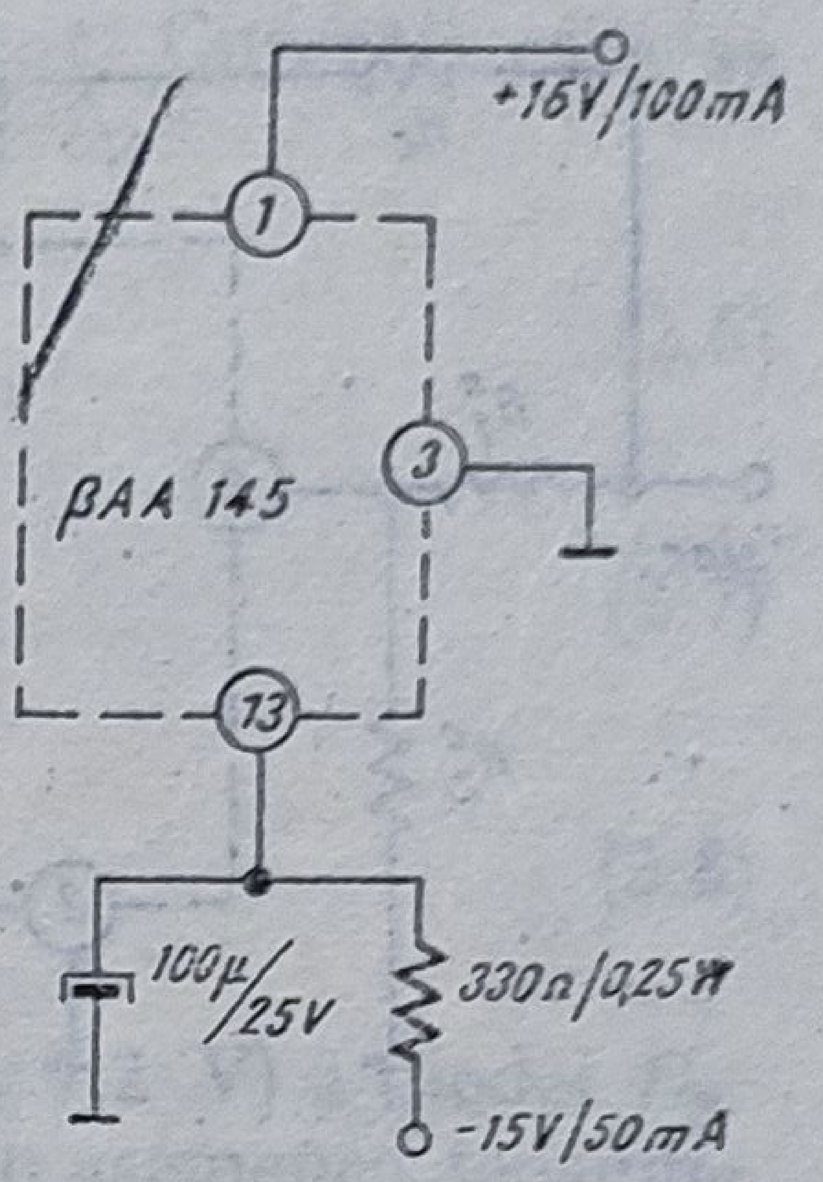


Fig. 2.11. Schema completă de alimentare tipică a circuitului βAA 145.

2.2.2. Blocul de sincronizare și detectorul de nul

Blocul de sincronizare are rolul de a sincroniza generarea impulsurilor de aprindere cu apariția semialteranțelor negative sau pozitive în circuitul anodic al tiristorului (triacului) comandat. Deci, tensiunea de sincronizare, notată cu v_{SINC} în § 2.1.2, fie că este sau nu este tensiunea de rețea, trebuie să se aplice atît în terminalul *9* al circuitului de sincronizare cît și în circuitul anodic al tiristorului (triacului).

În figurile 2.12, 2.13 se explică modul în care trebuie aplicată tensiunea v_{SINC} pentru un *tiristor*, respectiv *triac*. Toate aplicațiile de putere necesită conectarea tiristorului în rețeaua de c.a. și deoarece tensiunea din circuitul anodic al tiristorului trebuie să fie aceeași cu tensiunea din terminalul *9* al circuitului, rezultă că v_{SINC} în aplicațiile de putere este chiar tensiunea de rețea.

Schema electrică a blocului de sincronizare și detecție prin zero împreună cu componentele externe R_1^e și R_2^e este prezentată în figura 2.14. Funcționarea acestui etaj este ușor de înțeles: tensiunea v_{SINC} atenuată de grupul R_1^e și R_2^e este aplicată terminalului *9* al circuitului unde este limitată la valoarea de $\pm$ 0,7 V (corespunzătoare tensiunilor V_{BE1} și V_{BE2} ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2). În intervalul de timp în care V_9 este + 0,7 V, tranzistorul

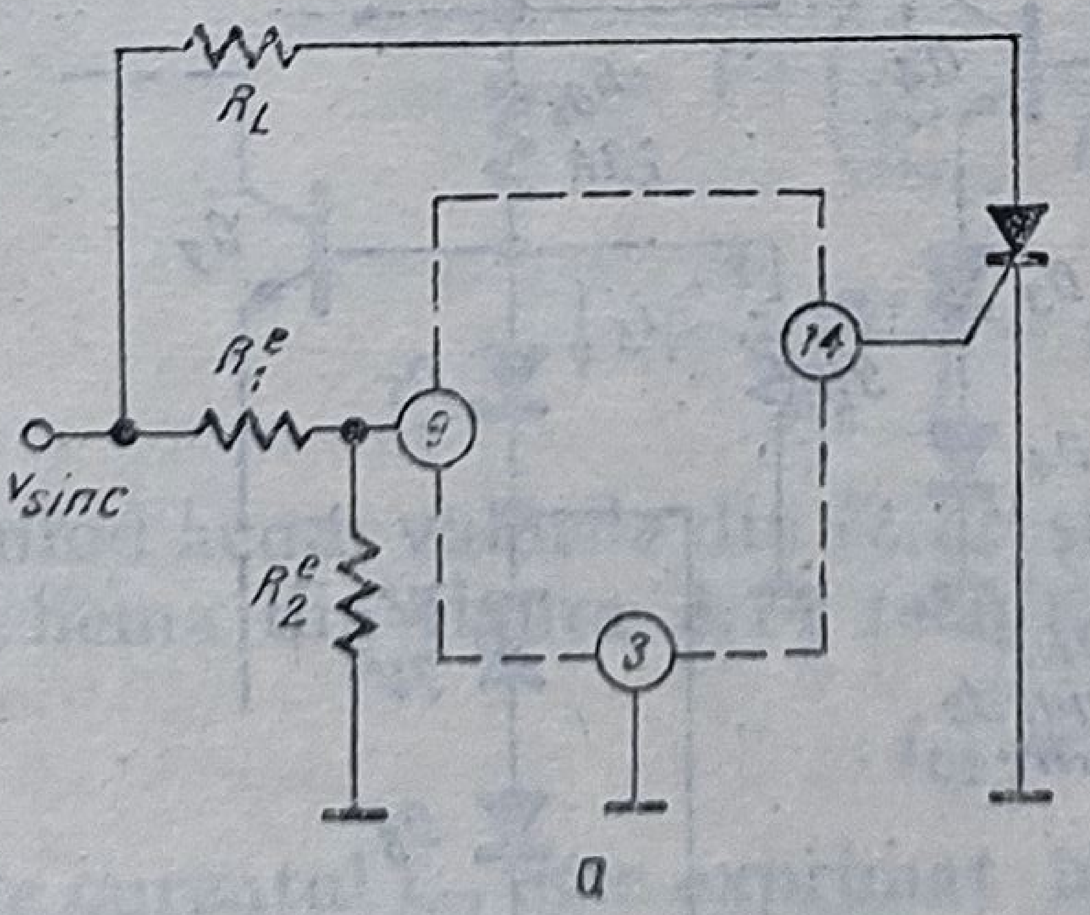


Fig. 2.12. Schema de sincronizare pe semialternanța pozitivă pentru un tiristor.

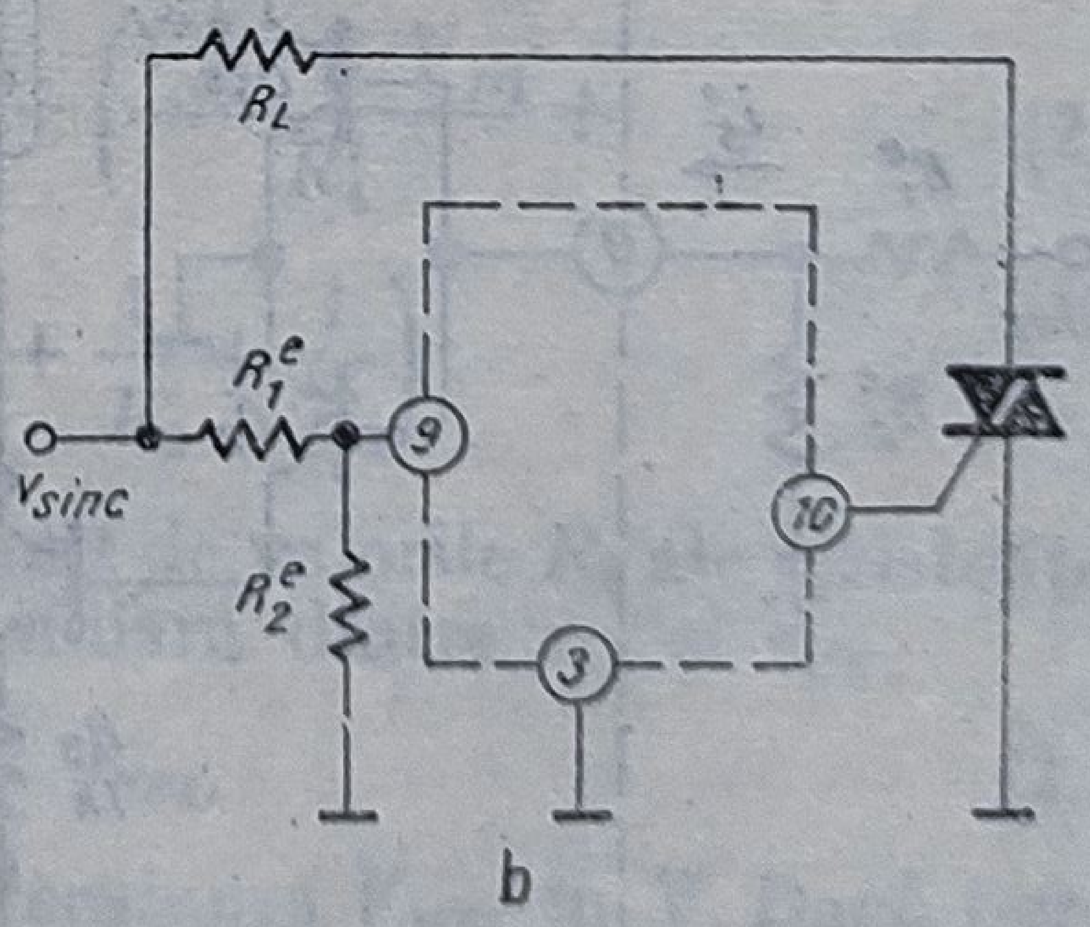


Fig. 2.13. *a*. Schema de sincronizare pe semialternanța negativă pentru un triac.

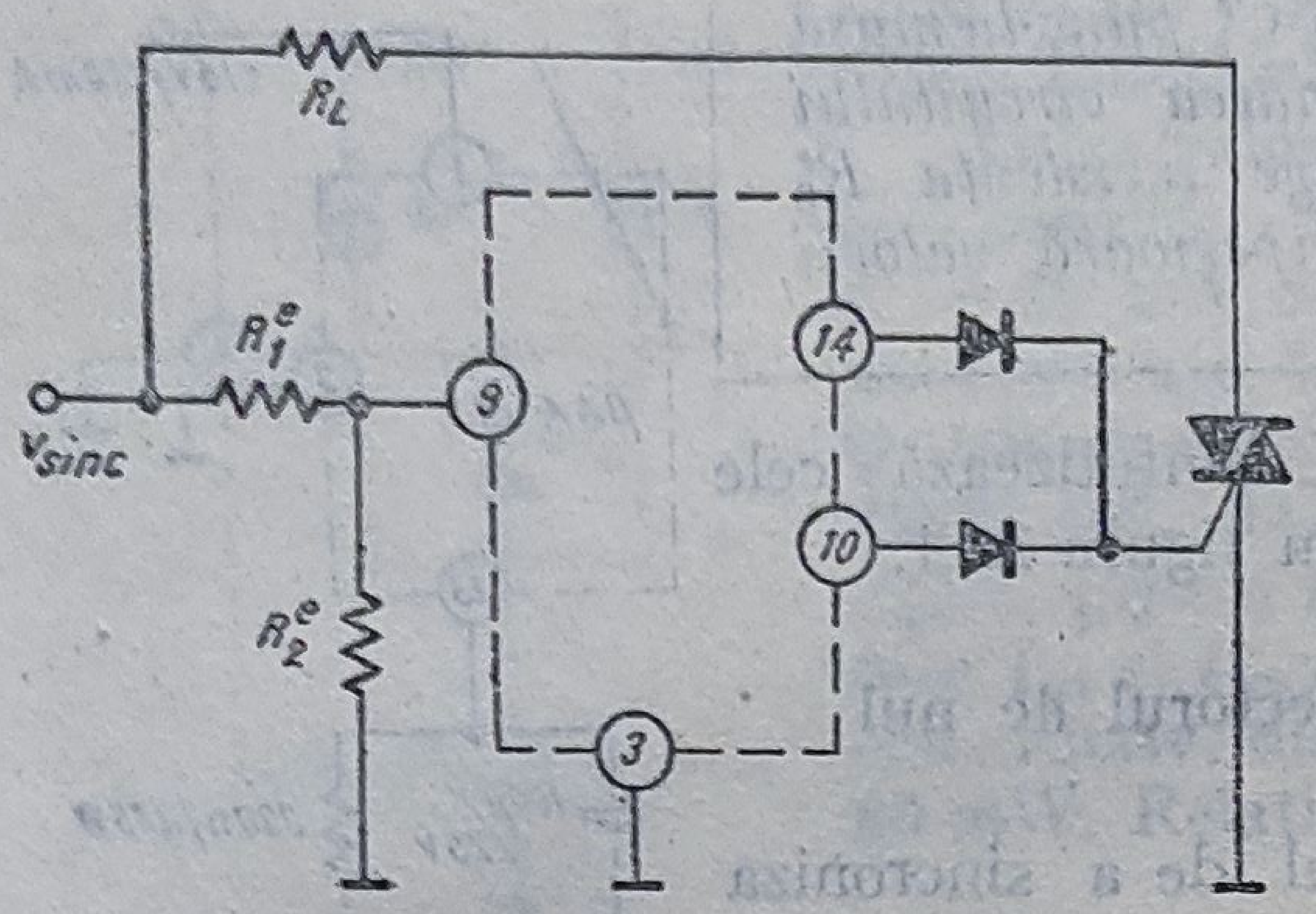


Fig. 2.13. *b*. Schema de sincronizare pe semialternanțele negative și pozitive pentru un triac.

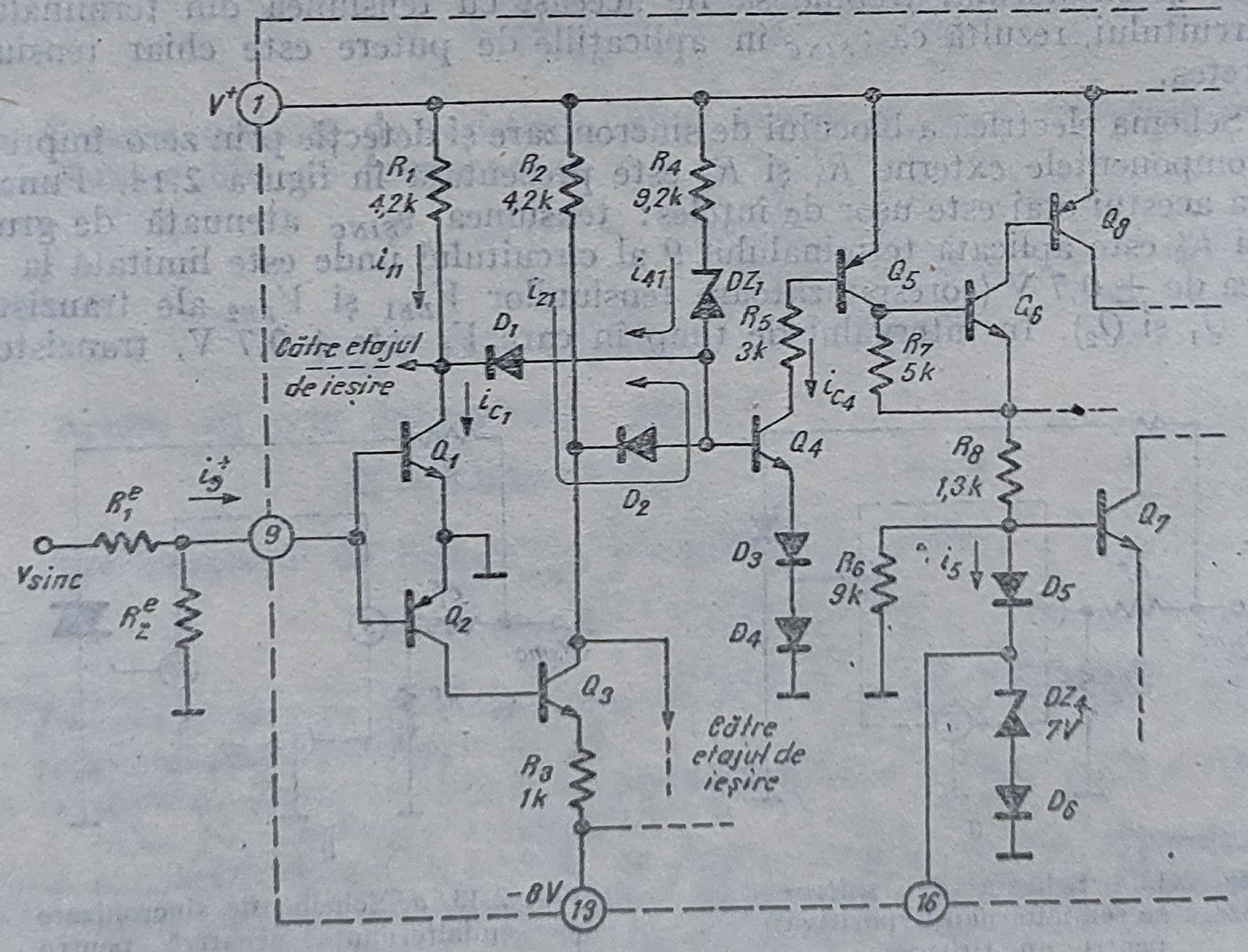


Fig. 2.14. Schema blocului de sincronizare și detecție.

Q_1 este deschis în regiunea de saturație și Q_2 este blocat. Curenții care se închid prin Q_1 sînt reprezentați pe figură și sînt egali cu:

$$i_{11} = \frac{V^+ - v_{CE1}}{R_1}, \tag{2.6}$$

$$i_{41} = \frac{V^+ - V_{Z1} - V_{D1} - v_{CE1}}{R_4}, \tag{2.7}$$

$$i_{21} = \frac{V^+ - V_{D2inv} - v_{CE1}}{R_2}, \tag{2.8}$$

unde cu V_{D2inv} s-a notat tensiunea inversă (de aproximativ 7,2 V) a diodei D_2. Tranzistorul Q_1, care conduce în saturație trebuie să aibă o asemenea tensiune colector-emitor încît să nu permită deschiderea tranzistorului Q_4. Diodele D_3 și D_4 ușurează această sarcină crescînd pragul de deschidere al lui Q_4 la valoarea:

$$v_{B4} = v_{BE4} + v_{D3} + v_{D4}. \tag{2.9}$$

Condiția de blocare a lui Q_4 este:

$$v_{CE1} + v_{D1} < v_{B4}. \tag{2.10}$$

Este evident că trebuie o valoare cît mai mică pentru v_{CE1}. Dacă $v_D \approx v_{BE} \approx$ $\approx 0{,}65\ V$ rezultă că este necesar ca

$$v_{CE1} < 1{,}3\ V. \tag{2.11}$$

Curentul de colector la care trebuie asigurată această tensiune se calculează ușor cu relațiile 2.6, 2.7, 2.8 în condițiile cele mai defavorabile:

$$V^+ = 18\ \text{V},$$

$$R_i' = 0{,}8\ R_i \quad i = 1, 2, 3. \tag{2.12}$$

Rezultă relația:

$$i_{C1} = i_{11} + i_{41} + i_{21}$$

$$i_{C1} = V^+\left(\frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_2'} + \frac{1}{R_4'}\right) - \left(\frac{V_{Z1} + V_{D1}}{R_4'} + \right. \tag{2.13}$$

$$\left. + \frac{V_{Dinv}}{R_2'}\right) - v_{CE1}\left(\frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_2'} + \frac{1}{R_4}\right)$$

Înlocuind acum valorile din (2.12) și ținînd cont de valorile R_i ale rezistențelor din schema din figura 2.14 rezultă relația liniară dintre i_{C1} și v_{CE1}

$$i_{C1} = 12 - 0{,}7\ v_{CE1}, \tag{2.14}$$

în care curentul i_{C1} este exprimat în mA și tensiunea V_{CE1} în V. Dacă punem condiția (2.11) rezultă că:

$$11\ \text{mA} \leqslant i_{C1} \leqslant 12\ \text{mA}. \tag{2.15}$$

Tranzistorul Q_1 trebuie deci să aibă la un curent de 12 mA o tensiune de saturaţie mai mică decît 1,3 V. Tranzistorul integrat Q_1 asigură această cerinţă cu condiţia ca grupul de rezistenţe externe R_1^e, R_2^e să-i ofere suficient curent în bază. Iată o primă condiţie ce trebuie satisfăcută de componentele externe ce privesc blocul de sincronizare şi detecţie: *aceea de a asigura suficient curent de bază tranzistorului Q_1 pentru a-l satura şi a permite blocarea lui Q_4*. Considerînd cazul cel mai defavorabil al unui cîştig minim $\beta_N = 30$ pentru Q_1, rezultă:

$$i_9^+ > \frac{i_{C1}}{\beta_N} = \frac{12}{30}\,\mathrm{mA} = 0{,}4\mathrm{mA}. \tag{2.16}$$

Atunci cînd v_9 scade sub $-0{,}7$ V se deschid în saturaţie Q_2 şi Q_3 şi se blochează Q_1. Tranzistorul Q_4 este din nou blocat de tranzistorul saturat Q_3. Curenţii sînt acum colectaţi de Q_3 şi situaţia este complementară aceleia descrise anterior. Singura deosebire o constituie faptul că tranzistorul Q_3 nu primeşte curentul de bază direct din terminalul *9* ci prin intermediul tranzistorului *pnp* Q_2 astfel că grupul Q_2, Q_3, acţionînd ca un montaj Darlington micşorează considerabil curentul absorbit din terminalul *9* necesar saturării lui Q_3. Deci, pentru o valoare negativă a tensiunii de sincronizare trebuie ca,

$$i_9^- > \frac{i_{C3}}{\beta_N\beta_P}$$

unde i_{C3} (rezultă imediat din calcul) este egal cu i_{C1} iar β_N şi β_P sînt cîştigurile minime ale tranzistoarelor *npn*, respectiv *pnp* Q_2 şi Q_3 (30 şi, respectiv, 10):

$$|i_9^-| > \frac{12}{30 \cdot 10}\,\mathrm{mA} = 0{,}04\ \mathrm{mA}. \tag{2.17}$$

Deci cînd $i_9^+ > 0{,}4$ mA sau $|i_9^-| > 0{,}04$ mA tranzistorul Q_4 este blocat şi deci Q_5, Q_6, Q_8 sînt şi ele blocate. În diodele D_5, DZ_4, D_6 nu se injectează curent şi deci tensiunea la terminalul *16* este zero.

De îndată ce $i_9^+ < 0{,}4$ mA sau $|i_9^-| > 0{,}04$ mA, tranzistoarele Q_1 şi Q_3 nu mai sînt saturate permiţînd lui Q_4 să se deschidă. Urmează apoi deschiderea succesivă a lui Q_5, Q_6, Q_8 care furnizează un curent i_5 (vezi figura 2.14) de aproximativ 8 mA grupului de diode D_5, DZ_4, D_6. În terminalul *16* apare o tensiune de aproximativ 8 V pe toată durata intervalului de timp în care Q_4 este deschis. Dacă v_{SINC} este un semnal sinusoidal, atunci orice trecere prin zero a tensiunii generează un impuls de 8 V în terminalul *16*. Durata acestui impuls numit *impuls de nul* depinde de durata Δt în care tensiunea v_{SINC} este mai mică în valoare absolută decît $+0{,}7$ V. De fapt, durata impulsului de nul aşa cum s-a discutat anterior, este dată de perioada în care $-0{,}04$ mA$< i_9 <$ 0,4 mA.

Deoarece în majoritatea aplicaţiilor maximul lui v_{SINC} este mult mai mare decît 0,7 V, tranzistoarele de intrare Q_1 şi Q_2, după deschidere, intră foarte repede în saturaţie şi deci cele două condiţii sînt echivalente. Pentru

uşurinţa prezentării, vom folosi condiţia legată de comanda în tensiune, comparînd v_{SINC} cu valoarea de 0,7 V a tensiunii de deschidere a tranzistoarelor Q_1, Q_2.

În figura 2.15 se prezintă comparativ v_9 şi v_{16} în cazul unui semnal sinusoidal (de exemplu tensiunea de reţea) de sincronizare. Se observă că durata Δt depinde de viteza de variaţie prin zero a semnalului v_9. Această viteză de variaţie a lui v_9 depinde de semnalul v_{SINC} şi de R_1^e, R_2^e care în perioada de timp în care Q_1 şi Q_2 sînt blocate, acţionează ca un divizor rezistiv.

În figura 2.16 se prezintă formele de undă la intrarea detectorului de nul. Se remarcă rolul important jucat de R_1^e şi R_2^e în fixarea valorii Δt a impulsului de nul. Această valoare, la rîndul ei determină dinamica unghiului de conducţie (vezi § 2.3) şi funcţionarea circuitului (vezi § 2.1.3). Divizorul R_1^e, R_2^e are rolul de fixare a unei pante optime a semnalului v_9. Aceasta trebuie să fie suficient de lentă astfel încît tensiunea pe terminalul *16* să aibă timp să atingă valoarea de 8 V (un exemplu de pantă rapidă necorespunzătoare este dat în figura 2.17). În acelaşi timp panta trebuie să fie suficient de rapidă pentru a nu micşora dinamica unghiului de conducţie cu mai mult de 3° (un exemplu de pantă prea lentă este dat în figura 2.18). În primul caz (panta rapidă) impulsul de nul este prea scurt pentru a permite atingerea valorii de 8 V pe terminalul *16* şi încărcării capacităţii C_3^e (vezi § 2.2.4). În al doilea caz, din durata T_0 ce corespunde dinamicii maxime a unghiului de conducţie de 180°, nu se poate folosi intervalul $\Delta t/2$ ce corespunde tocmai duratei impulsului de nul. Astfel dinamica timpului de conducţie se reduce de la T_0 la $T_0 - \frac{\Delta t}{2}$.

Pentru a sublinia importanţa divizorului R_1^e, R_2^e asupra funcţionării corecte a circuitului, vom analiza circuitul de sincronizare şi detecţie în cazul unui impuls de sincronizare sinusoidal de frecvenţă f şi amplitudine V_{SINC},

$$v_{SINC}(t) = V_{SINC} \sin (2\pi f t). \tag{2.18}$$

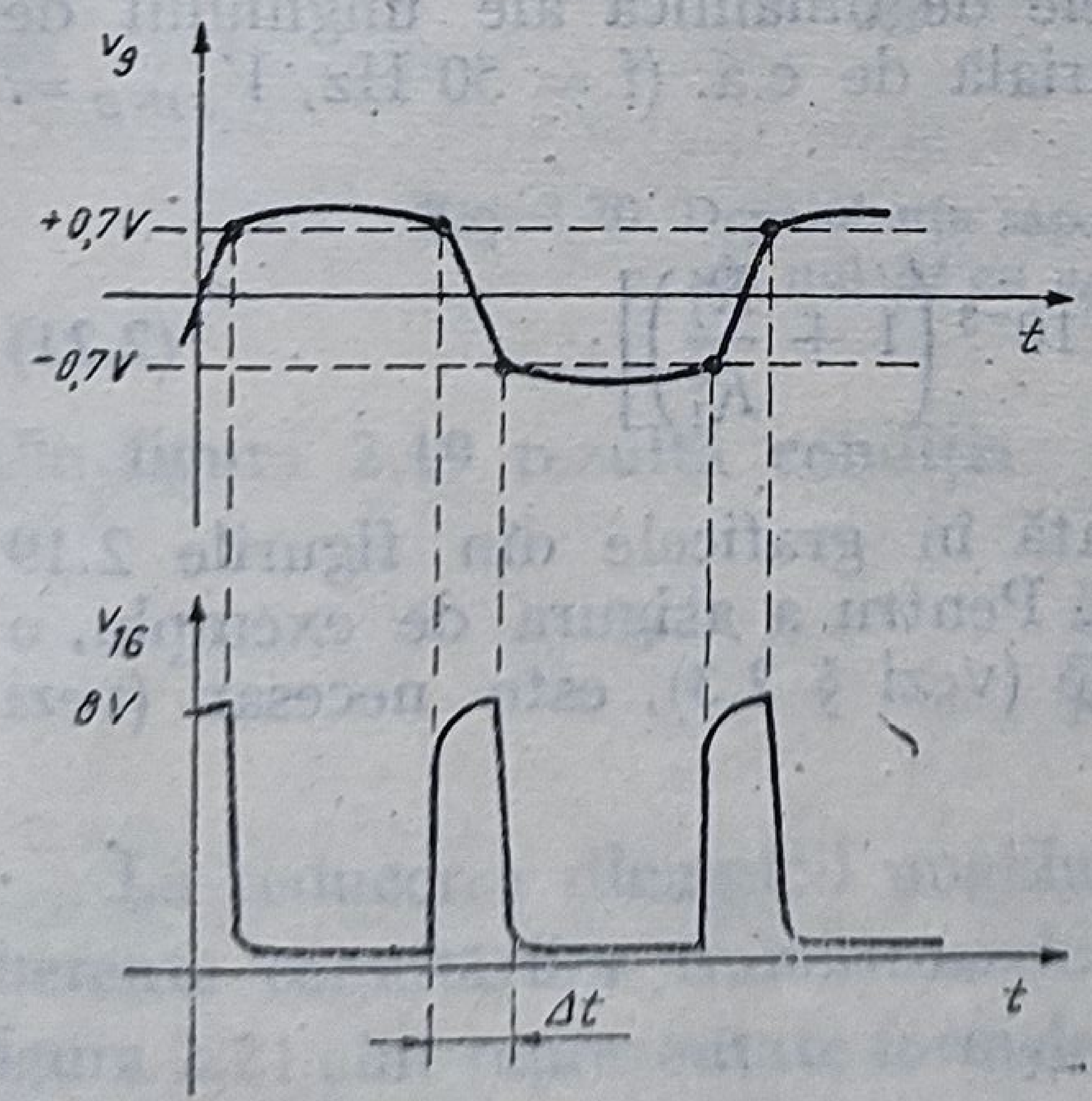


Fig. 2.15. Formele de undă v_9, v_{16} ale detectorului de nul.

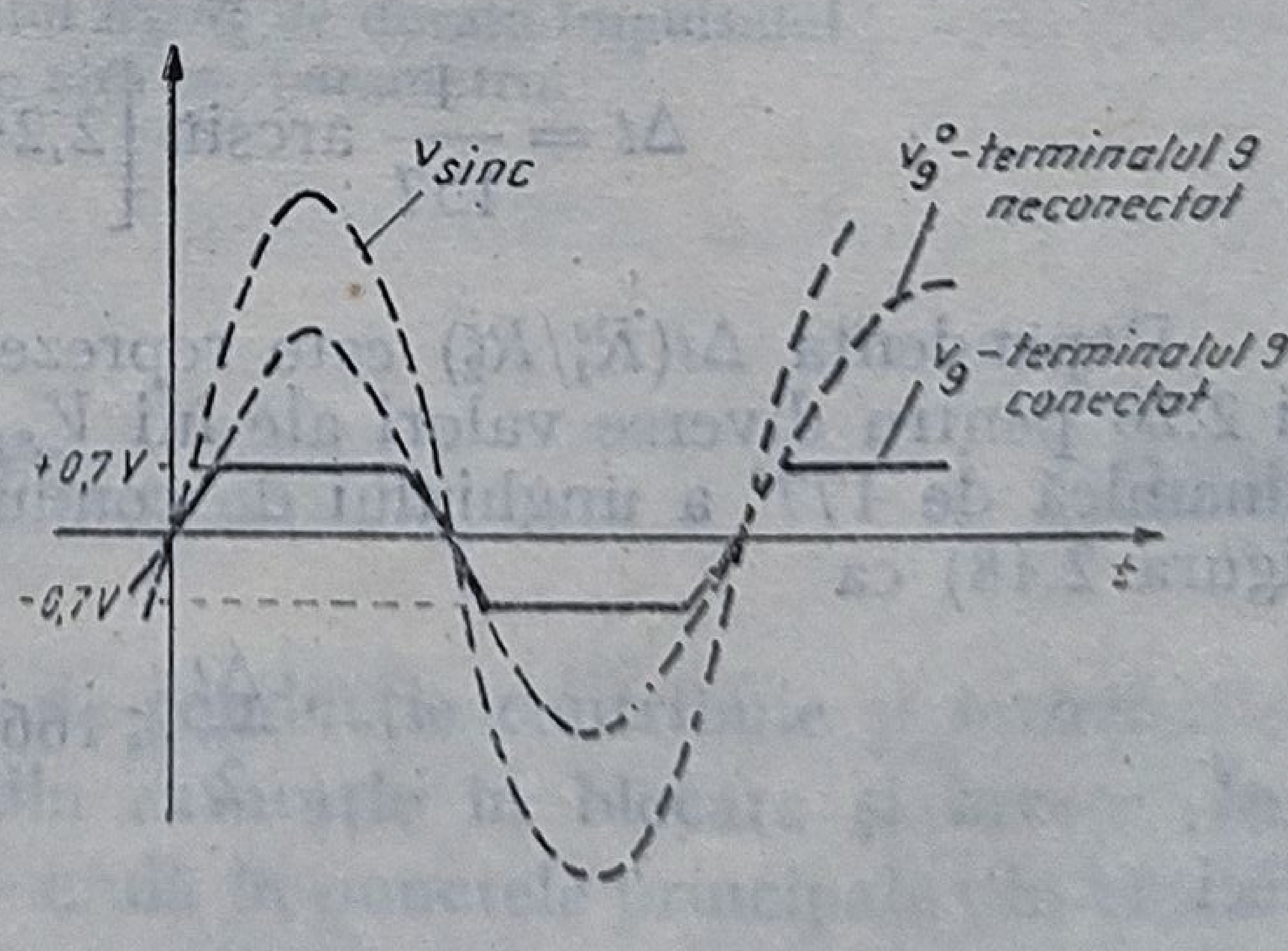


Fig. 2.16. Formele de undă la intrarea de sincronizare.

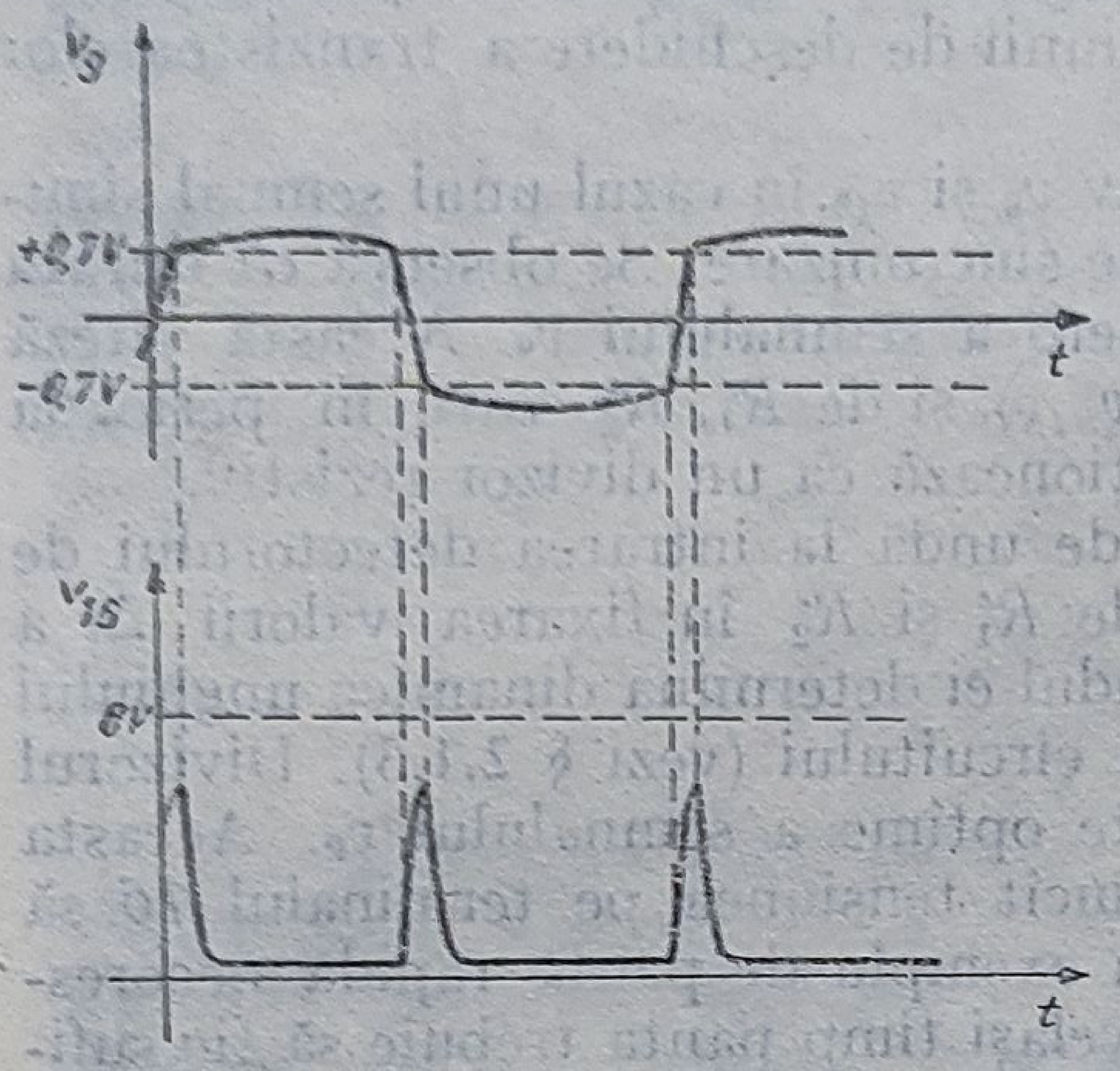


Fig. 2.17. Formele de undă v_9, v_{16} pentru impuls de sincronizare rapid necorespunzător.

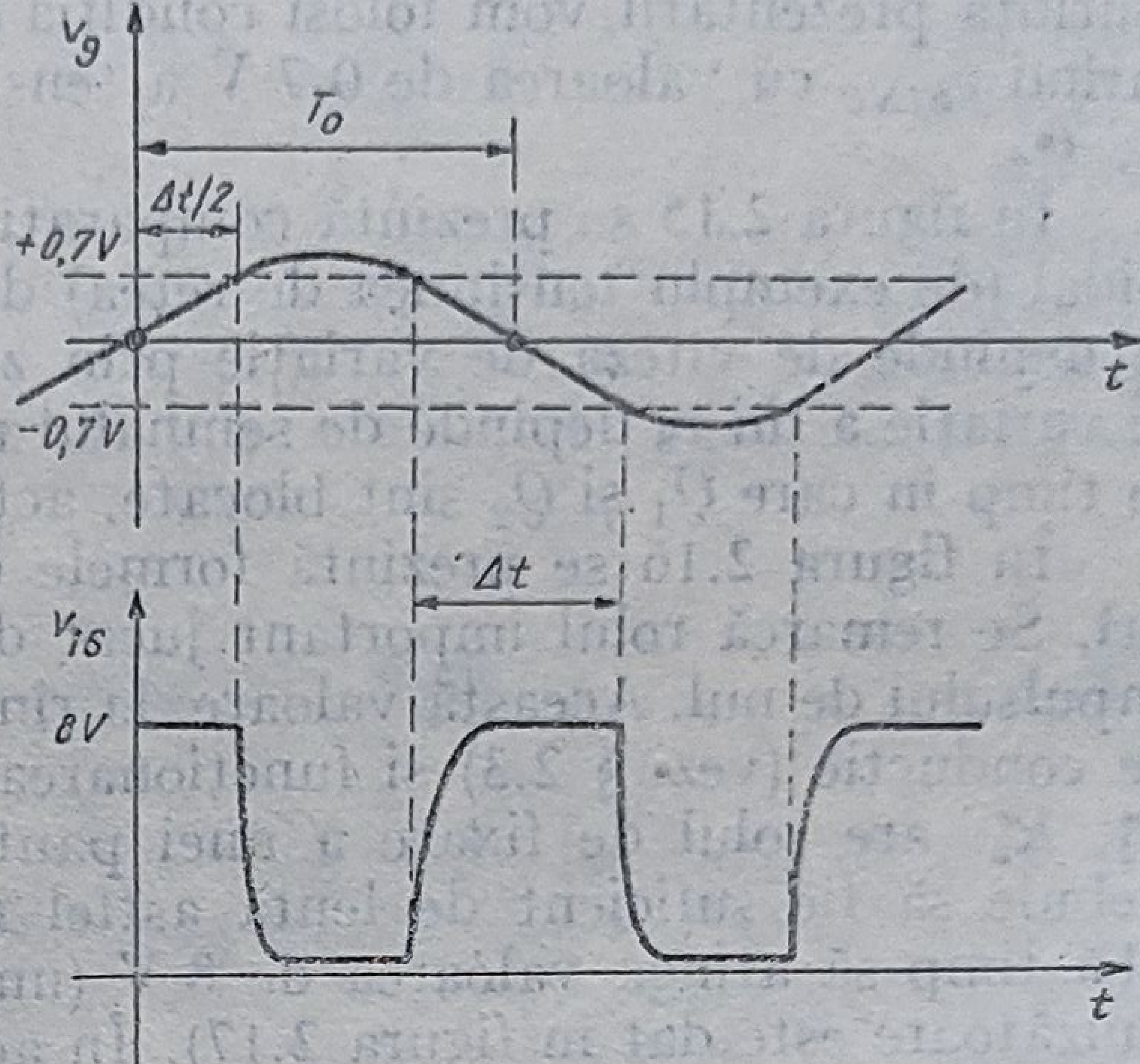


Fig. 2.18. Formele de undă pentru un impuls de sincronizare lent.

Cu notațiile din figurile 2.14, 2.15, 2.16 rezultă:

$$v_9^0(t) = \frac{R_2^e}{R_1^e + R_2^e} V_{SINC} \sin(2\pi f t) \tag{2.19}$$

$$\Delta t = \frac{1}{\pi f} \arcsin\left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}}\left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e}\right)\right]. \tag{2.20}$$

Relația 2.20 leagă Δt, f, V_{SINC}, R_1^e/R_2^e permițînd fixarea valorilor rezistențelor R_1^e, R_2^e în funcție de cerințele de dinamică ale unghiului de conducție. Dacă considerăm rețeaua industrială de c.a. (f = 50 Hz, $V_{SINC} =$ = 312 V) rezultă (în secunde):

$$\Delta t = \frac{1}{157} \arcsin\left[2{,}24 \times 10^{-3}\left(1 + \frac{R_1^e}{R_1^e}\right)\right]. \tag{2.21}$$

Dependența $\Delta t(R_1^e/R_2^e)$ este reprezentată în graficele din figurile 2.19 și 2.20 pentru diverse valori ale lui V_{SINC}. Pentru a asigura de exemplu, o dinamică de 177° a unghiului de conducție (vezi § 2.3), este necesar (vezi figura 2.18) ca

$$\frac{\Delta t}{2} \leqslant 166 \mu s,$$

deci

$$\Delta t \leqslant 332 \mu s. \tag{2.22}$$

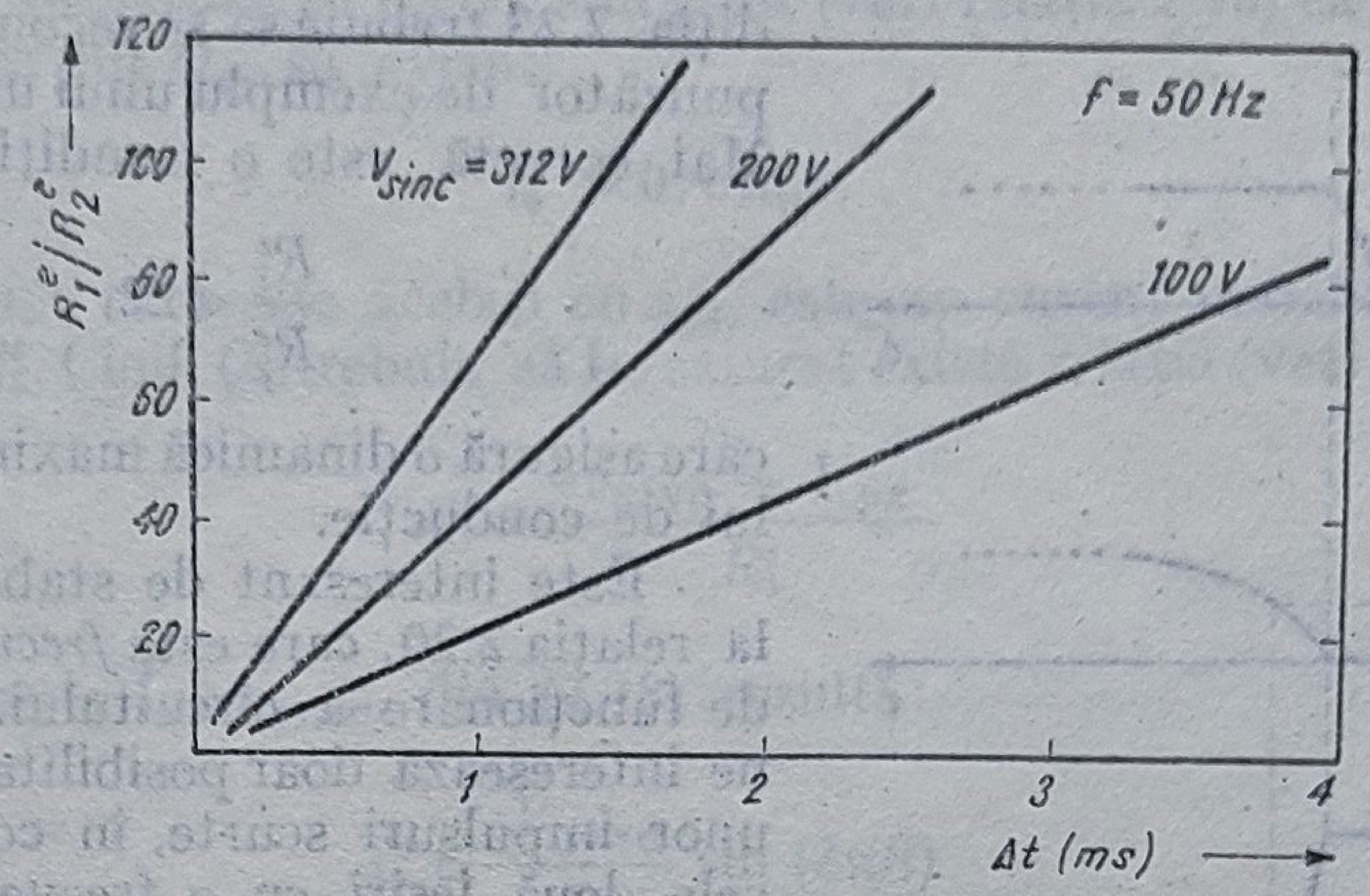


Fig. 2.19. Dependenţa raportului R_1^e/R_2^e de durata impulsului de nul Δt cu v_{SINC} ales ca parametru.

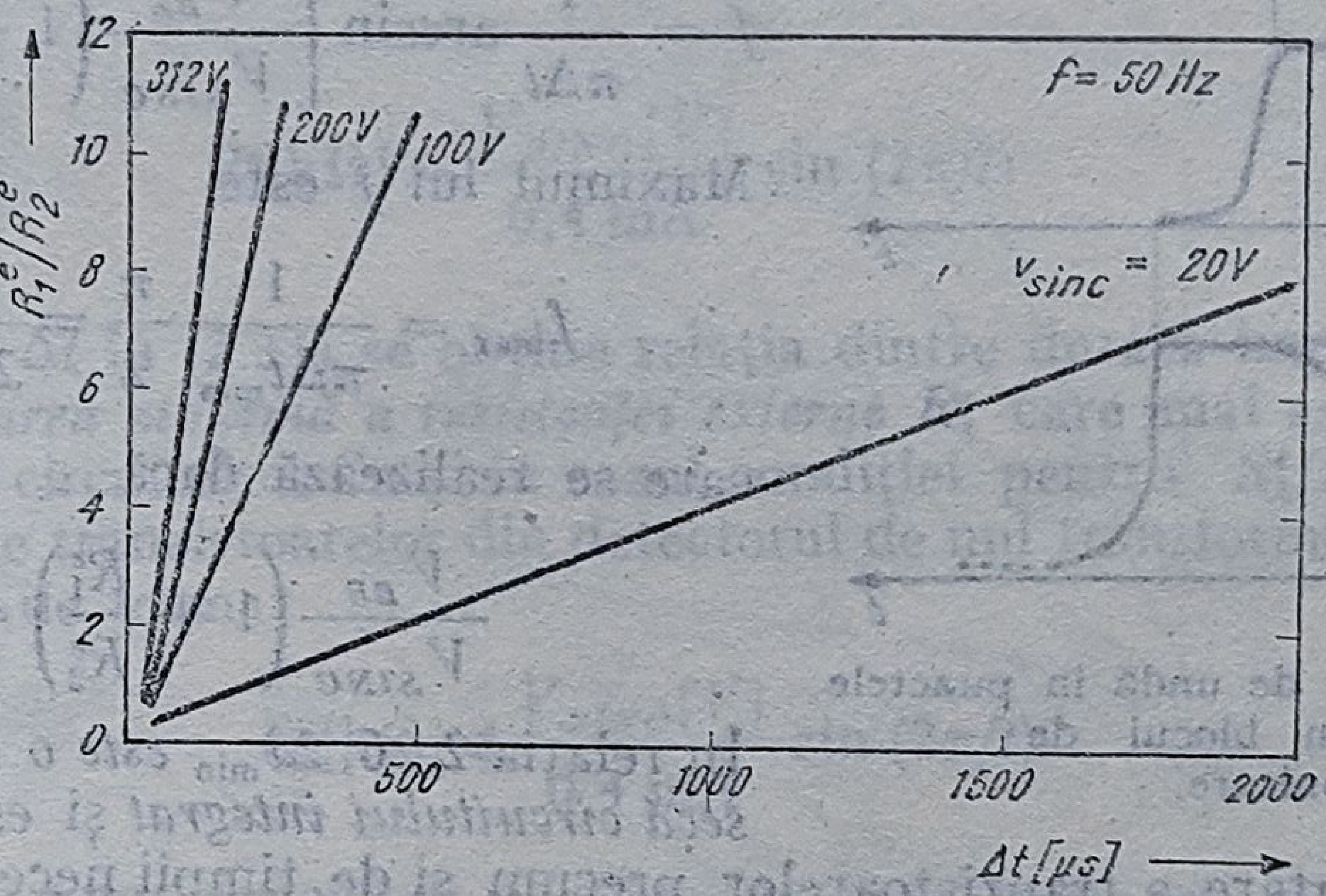


Fig. 2.20. Dependenţa raportului R_1^e/R_2^e de durata impulsului de nul Δt cu v_{SINC} ales ca parametru.

Din figura 2.19 rezultă condiţia

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \leqslant 22. \tag{2.23}$$

La reducerea dinamicii unghiului de conducţie contribuie şi întîrzierile inerente comutărilor tranzistoarelor din saturaţie în blocare şi invers. În figura 2.21 sînt reprezentate formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare (vezi figura 2.14), care explică mărirea duratei impulsului de nul (v_{18}), peste valoarea lui Δt (vezi figura 2.18). Din acest motiv con-

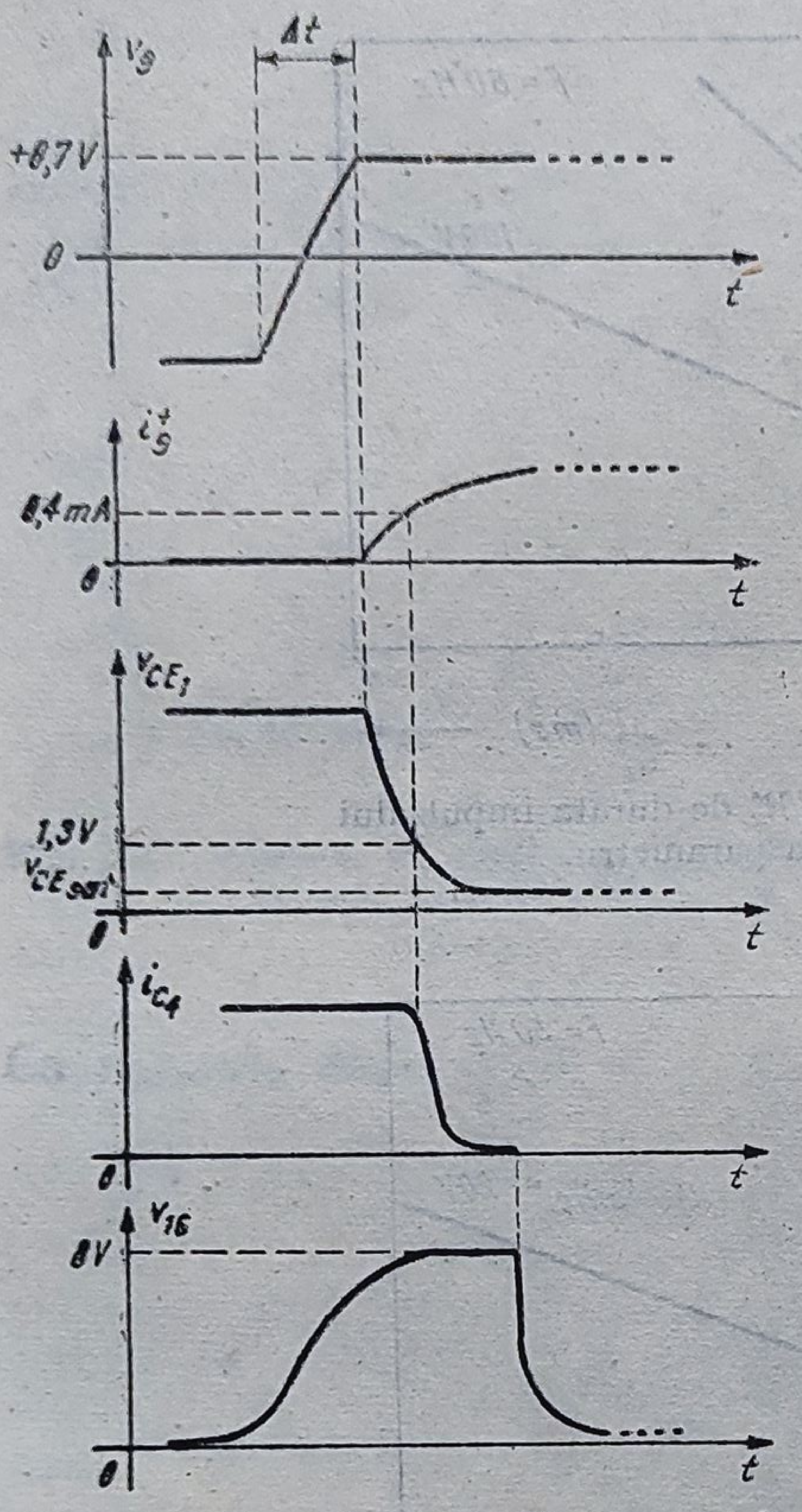


Fig. 2.21. Formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare.

diția 2.23 trebuie să se reconsidere (corespunzător de exemplu unui unghi de 179°). Mai corectă este o condiție de forma:

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \ll 22, \tag{2.24}$$

care asigură o dinamică maximă a unghiului de conducție.

Este interesant de stabilit, revenind la relația 2.20, care este *frecvența maximă* de funcționare a circuitului. Evident că ne interesează doar posibilitatea generării unor impulsuri scurte, în contratimp pe cele două ieșiri, cu o frecvență maximă, fără a lega aceasta de amorsarea vreunui tiristor. Din relația 2.20 rezultă:

$$f = \frac{1}{\pi \Delta t} \arcsin \left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right]. \tag{2.25}$$

Maximul lui f este

$$f_{\max} = \frac{1}{\pi \Delta t_{\min}} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{1}{2 \Delta t_{\min}}, \tag{2.26}$$

care se realizează dacă

$$\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) = 1. \tag{2.27}$$

În relația 2.26, $\Delta t_{\min}$ *este o mărime intrinsecă circuitului integrat* și este legată de timpii de comutare a tranzistoarelor precum și de timpii necesari încărcării capacităților parazite din circuit. Se poate considera o valoare tipică

$$\Delta t_{\min} = 50 \mu s.$$

Cu, aceasta relația 2.26 conduce la:

$$f_{max} = 10 \text{ kHz}. \tag{2.28}$$

Această valoare implică (vezi figura 2.18):

$$T_o = 100 \mu s.$$

Rezultă clar că nu se poate genera (cu această frecvență) decît un impuls de durată maximă $t_p = 50\ \mu s$, deoarece intervalul de timp maxim disponibil este:

$$T_0 - \Delta t = 50\ \mu s.$$

Înainte de a rezuma funcționarea etajului de sincronizare, să revenim pentru precizări suplimentare asupra condiției pe care trebuie să o satis-

facă R_1, legată de saturarea lui Q_1. Am găsit (vezi relația 2.16) că este necesar, pentru blocarea lui Q_4, să avem:

$$i_9^+ > 0{,}4 \text{ mA}.$$

Dar curentul i_9^+, care este același cu i_{B1}, este un curent variabil, dependent de v_{SINC}, R_1^e, R_2^e. Cînd Q_1 trebuie să fie saturat există relația (vezi figura 2.14):

$$i_9^+ = \frac{v_{SINC} - V_{BE}}{R_1^e} \tag{2.29}$$

Folosind expresia lui v_{SINC}, din (2.18) rezultă:

$$i_9^+ \simeq \frac{V_{SINC}}{R_1^e} \sin(2\pi f t) \tag{2.30}$$

Ne interesează momentul în care i_9^+ atinge valoarea de 0,4 mA. Fixînd această valoare a lui i_9^+, din (2.30) obținem o relație între R_1^e și t avînd pe V_{SINC} ca parametru:

$$R_1^e[\text{k}\Omega] = \frac{V_{SINC}[V]}{0{,}4 \text{ mA}} \sin(2\pi f t) \tag{2.31}$$

Înlocuind t cu Δt în (2.31) se obține relația dintre durata impulsului de nul — Δt — și *valoarea maximă a rezistenței externe* R_1^e care mai asigură funcționarea dorită a circuitului. Ca și în cazul condiției pentru R_1^e/R_2^e, întîrzierile de comutare ale tranzistoarelor din detectorul de nul transformă condiția 2.31 într-o condiție de forma:

$$R_1^e[\text{k}\Omega] \ll \frac{V_{SINC}[V]}{0{,}4 \text{ mA}} \sin(2\pi f t) \tag{2.32}$$

În figurile 2.22 și 2.23 este reprezentată dependența (2.31).

O limitare inferioară categorică pentru R_1^e este legată de asigurarea unui curent (vezi § 2.3) maxim admisibil:

$$i_{9\ \text{max. admisibil}}^+ = 20 \text{ mA} \tag{2.33}$$

Deci

$$R_1^e \geq \frac{V_{SINC}[V]}{20} [\text{k}\Omega]. \tag{2.34}$$

O altă limitare inferioară pentru R_1^e este legată de pericolul unei saturări excesive a tranzistorului Q_1. Aceasta mărește timpul de blocare a lui Q_1 conducînd la obținerea unor impulsuri de nul inegale ca durată corespunzătoare celor două fronturi ale semnalului v_0. Influența acestui fenomen asupra funcționării circuitului va fi prezentată în § 2.2.4.

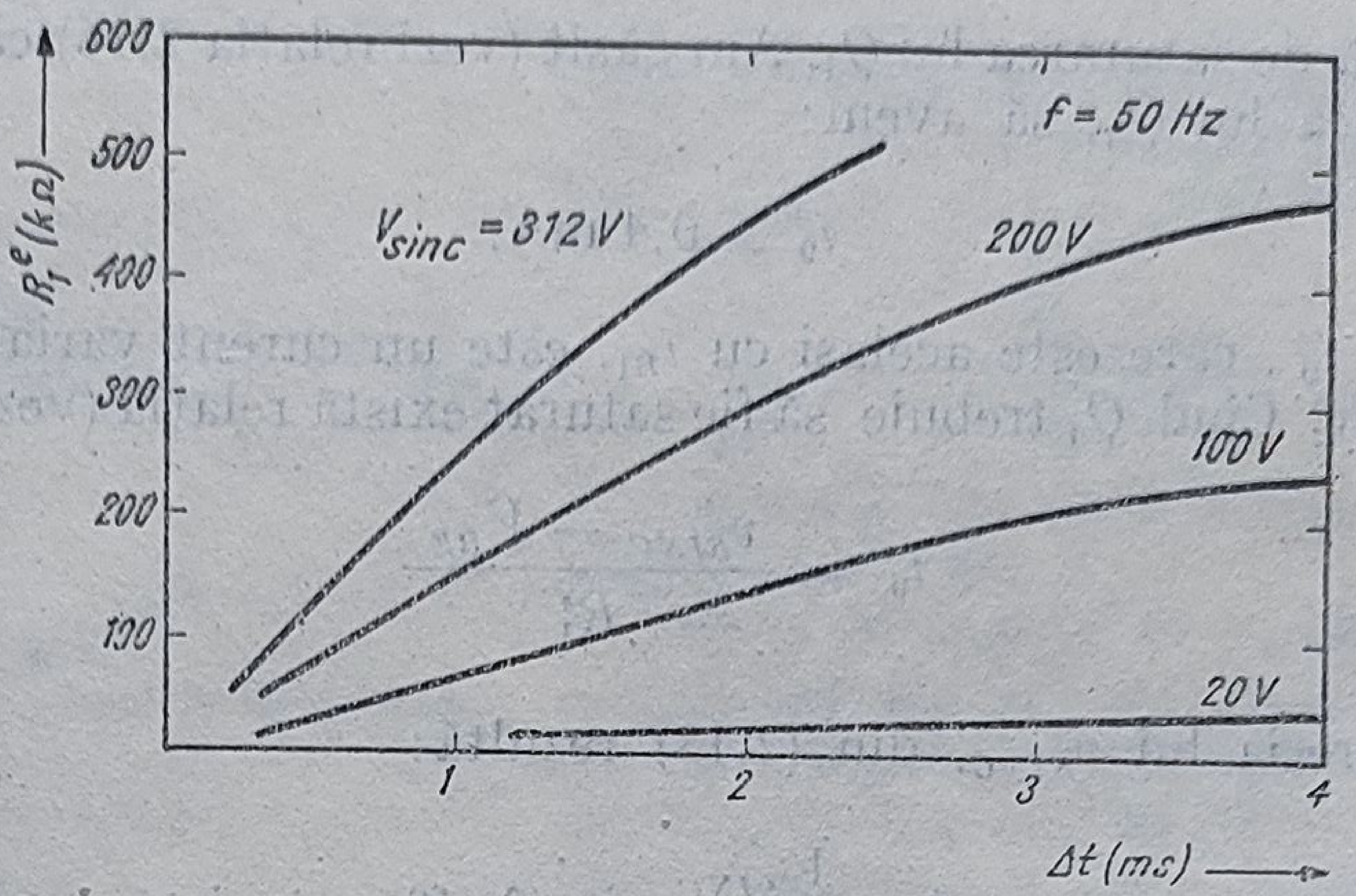


Fig. 2.22. Dependența rezistenței R_1^e de durata Δt a impulsului de nul, cu v_{SINC} ales ca parametru.

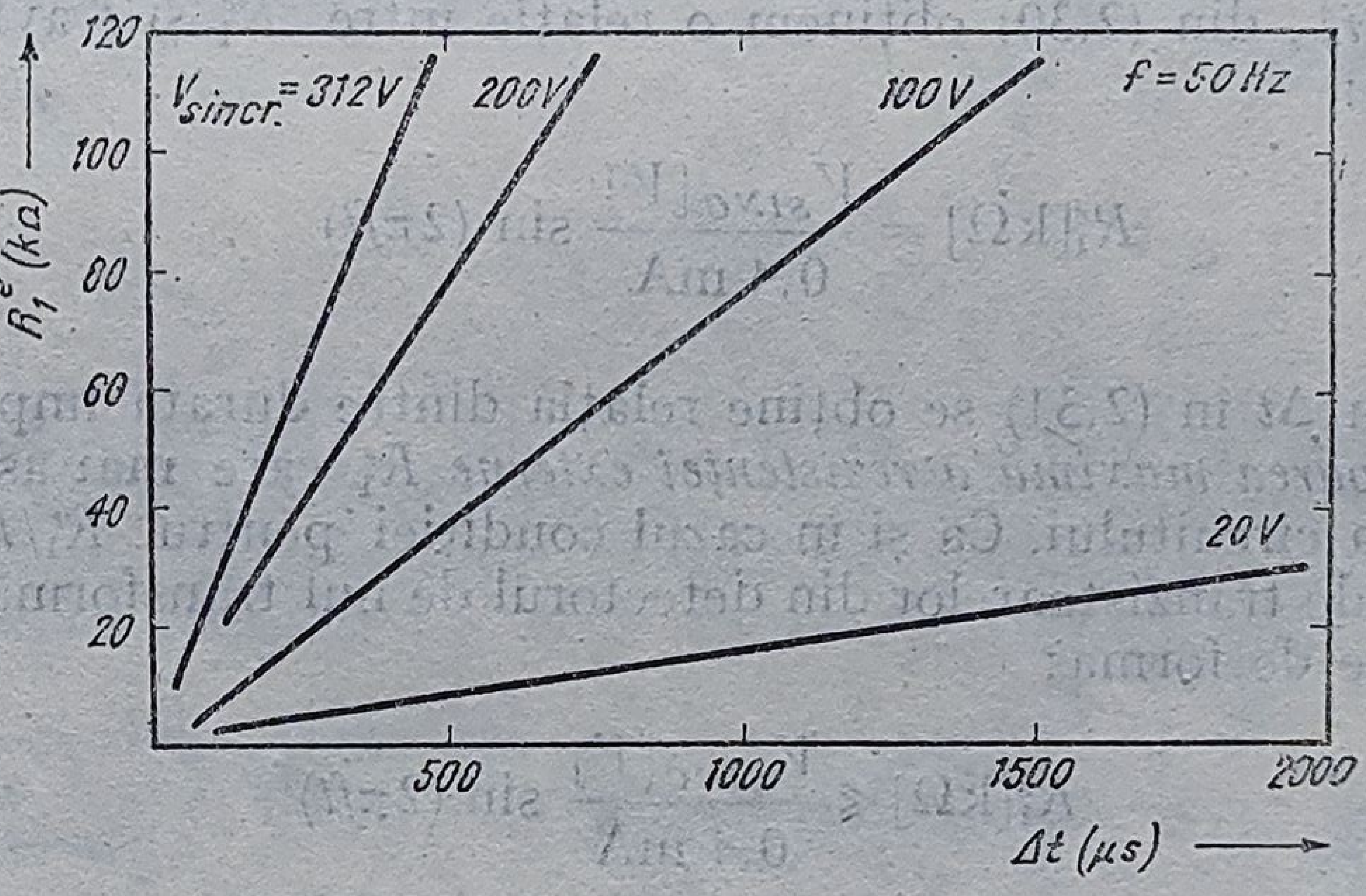


Fig. 2.23. Dependența rezistenței R_1^e de durata Δt a impulsului de nul cu v_{SINC} ales ca parametru.

Să rezumăm analiza **etajului de sincronizare și detecție.**

● *Blocul de sincronizare și detecție realizează generarea impulsurilor de aprindere pentru un tiristor în sincronism cu semialternanțele pozitive și negative din circuitul anodic al acestuia.*

● *Pe terminalul 16, circuitul oferă impulsuri pozitive de amplitudine 8 V și cu o durată de zeci de μs. Ieșirea, de impedanță mare poate oferi pulsuri de curent de 1 mA pentru o sincronizare externă.*

● *Rezistența R_1^e asigură protecția la supracurent pentru Q_1 și contribuie (vezi figurile 2.22 și 2.23) la asigurarea dinamicii dorite a unghiului de conducție (prin intermediul lui Δt).*

● *Raportul R_1^e/R_2^e determină panta semnalului v_9 contribuind decisiv (vezi figurile 2.19 și 2.20) la asigurarea dinamicii unghiului de conducție (prin intermediul lui Δt).*

Presupunînd cunoscute (impuse) valorile V_{SINC} şi f ale semnalului de sincronizare sinusoidal v_{SINC}, **determinarea lui R_1^e şi R_2^e se face astfel:**

— se alege dinamica unghiului de conducţie solicitată de aplicaţie şi se determină Δt;

— dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.20, 2.21 se determină o condiţie de tipul 2.24 pentru R_1^e/R_2^e. Dacă $f \neq 50$ Hz trebuie folosită relaţia 2.20 pentru a găsi limita superioară a raportului R_1^e/R_2^e;

— dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.22 şi 2.23 se alege limita superioară pentru R_1^e;

— se determină R_1^e (cunoscînd R_1^e/R_2^e şi R_1^e).

În ceea ce priveşte puterea disipată, R_2^e nu pune probleme deosebite dar R_1^e cere o apreciere exactă a puterii disipate deoarece ea suportă tensiunea V_{SINC} (sute de volţi) şi lasă să treacă curentul $i_{9\,max}$ (miliamperi).

Iată un exemplu de calcul al valorilor rezistenţelor R_1^e şi R_2^e în condiţiile $V_{SINC} = 312$ V (reţea de 220 V), $f = 50$ Hz, $\Delta\varphi = 177°$:

— $\Delta t/2$ corespunzător celor 3° (diferenţa 180°—177°) este de 166/µs deci $\Delta t = 332/$ µs;

— din figura 2.23 rezultă $R_1^e \leqslant 75$ kΩ;

— din condiţia 2.34 rezultă: $R_1^e \geqslant 15$ kΩ;

— din figura 2.19 rezultă: $R_1^e/R_2^e \leqslant 22$.

Orice set de valori R_1^e, R_2^e care satisface condiţiile de mai sus va asigura funcţionarea dorită a circuitului. De exemplu:

$$R_1^e = 22\ \text{k}\Omega,$$
$$R_2^e = 10\ \text{k}\Omega.$$

În ceea ce priveşte puterea disipată de R_1^e, aceasta este

$$P_d = \frac{V_{SINC}}{4\ R_1^e} = 2{,}2\ \text{W}.$$

Toleranţele pentru aceste rezistenţe nu sînt foarte critice; deci:

$$R_1^e = 22\ \text{k}\Omega \pm 10\%,\quad P_d = 2{,}5\ \text{W}.$$
$$R_2^e = 10\ \text{k}\Omega \pm 10\%,\quad P_d = 0{,}25\ \text{W}$$

Influenţa acestor rezistenţe asupra fiabilităţii circuitului şi funcţionării sale corecte se poate deduce imediat (vezi figura 2.14):

— R_1^e — scurtcircuit — implică defectarea catastrofală a circuitului prin depăşirea curentului maxim admis în baza lui Q_1;

— R_1^e — întrerupt — sau R_2^e — scurtcircuit — implică nefuncţionarea circuitului (nu se generează impulsuri de aprindere);

— R_2^e — întrerupt — implică nefuncţionarea circuitului datorită unei variaţii prea rapide a tensiunii de sincronizare v_9; nefuncţionarea se poate manifesta prin generarea unor impulsuri de aprindere scurte, la trecerile prin zero, fără posibilitatea reglării unghiului de aprindere (care rămîne fix şi egal cu 180°).

2.2.3. Generatorul de rampă și comparatorul

Rolul generatorului de rampă și al comparatorului a fost prezentat succint în § 2.1.3. În figura 2.24 este indicată schema electrică a celor două etaje împreună cu componentele externe necesare: R_4^e, R_5^e, C_2^e, P_1^e.

Apariția impulsului de nul provoacă apariția curentului i_{E6} și deschiderea tranzistorului Q_6. Acesta rămîne deschis pe toată durata impulsului de nul injectînd curentul i_{E7} în condensatorul C_2^e și încărcîndu-l pînă la o tensiune v_7 a cărei valoare va fi determinată ulterior.

Durata acestui proces este egală cu durata impulsului de nul (în care se includ și întîrzierile introduse de procesele tranzitorii din detectorul de nul — vezi § 2.2.2). Formele de undă i_{E6}, v_7 și i_{E7} din timpul impulsului de nul sînt prezentate în figura 2.25. Se remarcă, așa cum s-a subliniat în § 2.2.1 că în timpul impulsului de nul, prin tranzistorul Q_7 (figura 2.24) apare un puls de curent de 60 mA provocat de faptul că în momentul apariției impulsului de nul, C_2^e acționînd ca un scurtcircuit, pune la masă emitorul lui Q_7 și permite trecerea prin emitorul său a unui curent maxim:

$$i_{E7\,max} = \frac{V_{max}^+ - V_{CE7} - V_{BE8}}{R_9}. \tag{2.34}$$

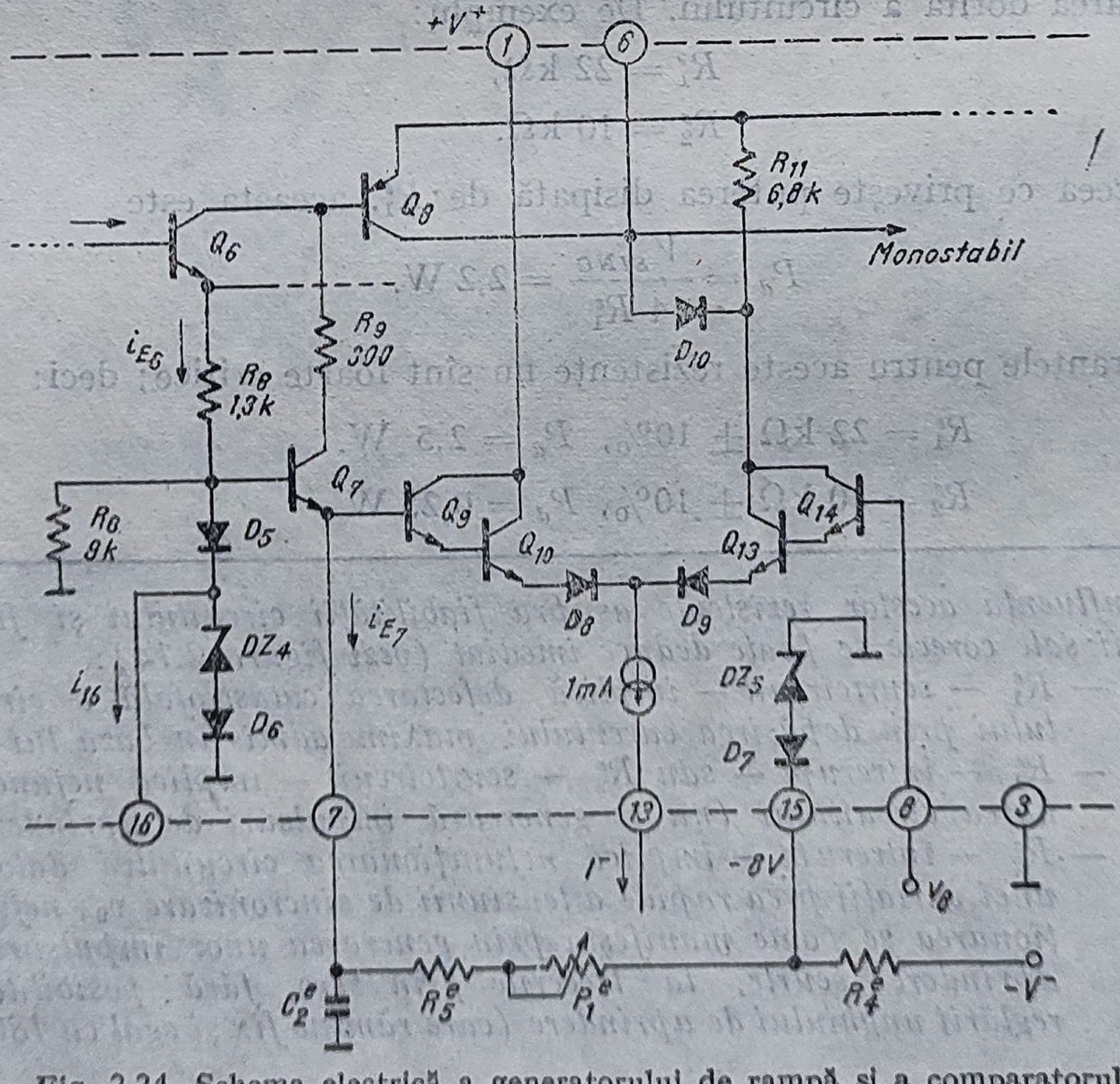


Fig. 2.24. Schema electrică a generatorului de rampă și a comparatorului.

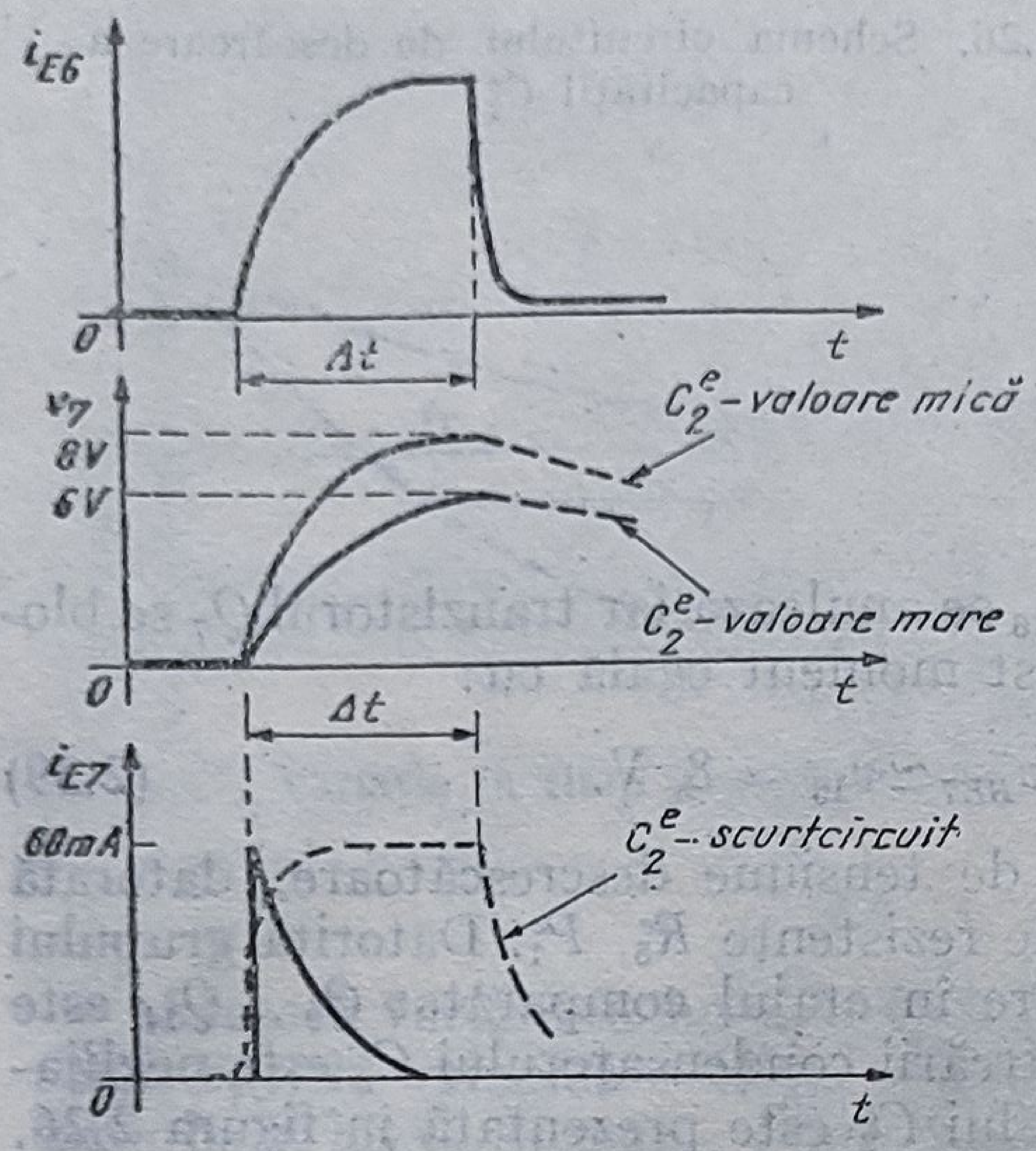


Fig. 2.25. Formele de undă i_{E7}, v_7, i_{B7} în timpul impulsului de nul.

Înlocuind cu valorile cunoscute $V^+_{max} = 18$ V, $V_{CE7} + V_{EE8} \simeq 1$ V, $R_9 = 300\ \Omega$, rezultă:

$$i_{E7\,max} = 57\ \text{mA}. \tag{2.35}$$

De remarcat că acest puls de curent din colectorul lui Q_7, necesită un curent mare în baza lui Q_7. De exemplu, pentru $\beta_{min} = 30$, relaţia 2.35 conduce la:

$$i_{B7} \geqslant \frac{i_{E7max}}{\beta_{min}} = 1{,}9\ \text{mA} \cdot \tag{2.36}$$

Curentul i_{B7} provine din curentul i_{E6} care are o valoare maximă:

$$i_{E6max} = \frac{V^+_{max} - V_{BE8} - V_{CE6} - 2V_D - V_{Z4}}{R_8} =$$

$$= \frac{18 - 1 - 1{,}4 - 7}{1{,}3} = 6{,}6\ \text{mA} \tag{2.37}$$

O parte a curentului i_{E6} este necesară pentru deschiderea diodei DZ_4 o parte se scurge la masă prin R_6 (9 kΩ), o parte este disponibilă în terminalul *16* pentru o eventuală sincronizare externă iar restul este disponibil pentru curentul de bază al lui Q_7. Pentru a obţine i_{B7} maxim, este necesar ca singura componentă a lui i_{E6} asupra căreia se poate interveni din exterior $-i_{16}-$ să fie minimă. Iată de ce, în cazul folosirii terminalului *16* pentru o sincronizare externă, trebuie îndeplinită condiţia

$$i_{16max} \leqslant 0{,}6\ \text{mA}. \tag{2.38}$$

Condiţia 2.38 asigură îndeplinirea condiţiei 2.36 şi deci funcţionarea corectă a generatorului rampei de tensiune.

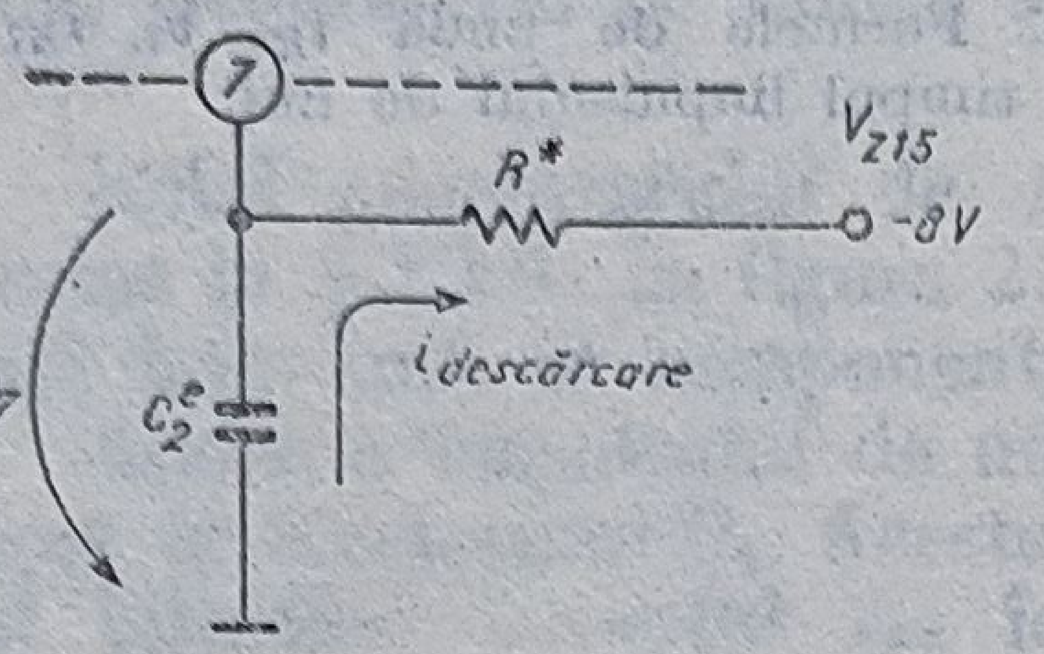


Fig. 2.26. Schema circuitului de descărcare a capacității C_2^e.

O dată terminat impulsul de nul, i_{E6} se anulează iar tranzistorul Q_7 se blochează, tensiunea $v_{E7} = v_7$ fiind în acest moment egală cu:

$$v_7 = v_{16} + v_{D5} - v_{BE7} \simeq v_{16} = 8 \text{ V}. \tag{2.39}$$

Din acest moment începe rampa de tensiune descrescătoare, datorată descărcării capacității C_2^e prin grupul de rezistențe R_5^e, P_1^e. Datorită grupului Darlington Q_9, Q_{10} impedanța de intrare în etajul comparator $Q_9 \dots Q_{14}$ este foarte mare și influența ei asupra descărcării condensatorului C_2^e este neglijabilă. Schema electrică de descărcare a lui C_2^e este prezentată în figura 2.26, în care grupul R_5^e, P_1^e din figura 2.24 a fost înlocuit cu o rezistență R^*.

Tensiunea v_7 este identică cu tensiunea pe condensatorul C_2^e. Tensiunile inițială (v_7^i) și finală (v_7^f) pe acest condensator sînt (vezi figura 2.24):

$$v_7^i = V_{Z4} + V_{D6} + V_{D5} - V_{BE7} \simeq V_{Z4} + V_{D6}, \tag{2.40}$$

$$v_7^f = -V_{Z5} - V_{D7}. \tag{2.41}$$

Relația care exprimă variația în timp a tensiunii v_7 este:

$$v_7(t) = v_7^f + (v_7^i - v_7^f) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \tag{2.42}$$

unde:

$$\tau = R^* C_2^e \tag{2.43}$$

Din 2.40, 2.41, 2.42 rezultă:

$$v_7(t) = V_{Z5} + V_{D7} + (V_{Z4} + V_{D6} + V_{Z5} + V_{D7}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \tag{2.44}$$

Introducînd variabila V_{ZT}

$$V_{ZT} = V_Z + V_D \tag{2.45}$$

și ținînd seama de faptul că tensiunile Zener (V_{Z4}, V_{Z5}) și tensiunile diodelor aflate în conducție (V_{D6}, V_{D7}) sînt egale cu 7,2 V și respectiv 0,8 V, din 2.44 rezultă:

$$v_7(t) = V_{ZT}\left[-1 + 2 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right] \tag{2.46}$$

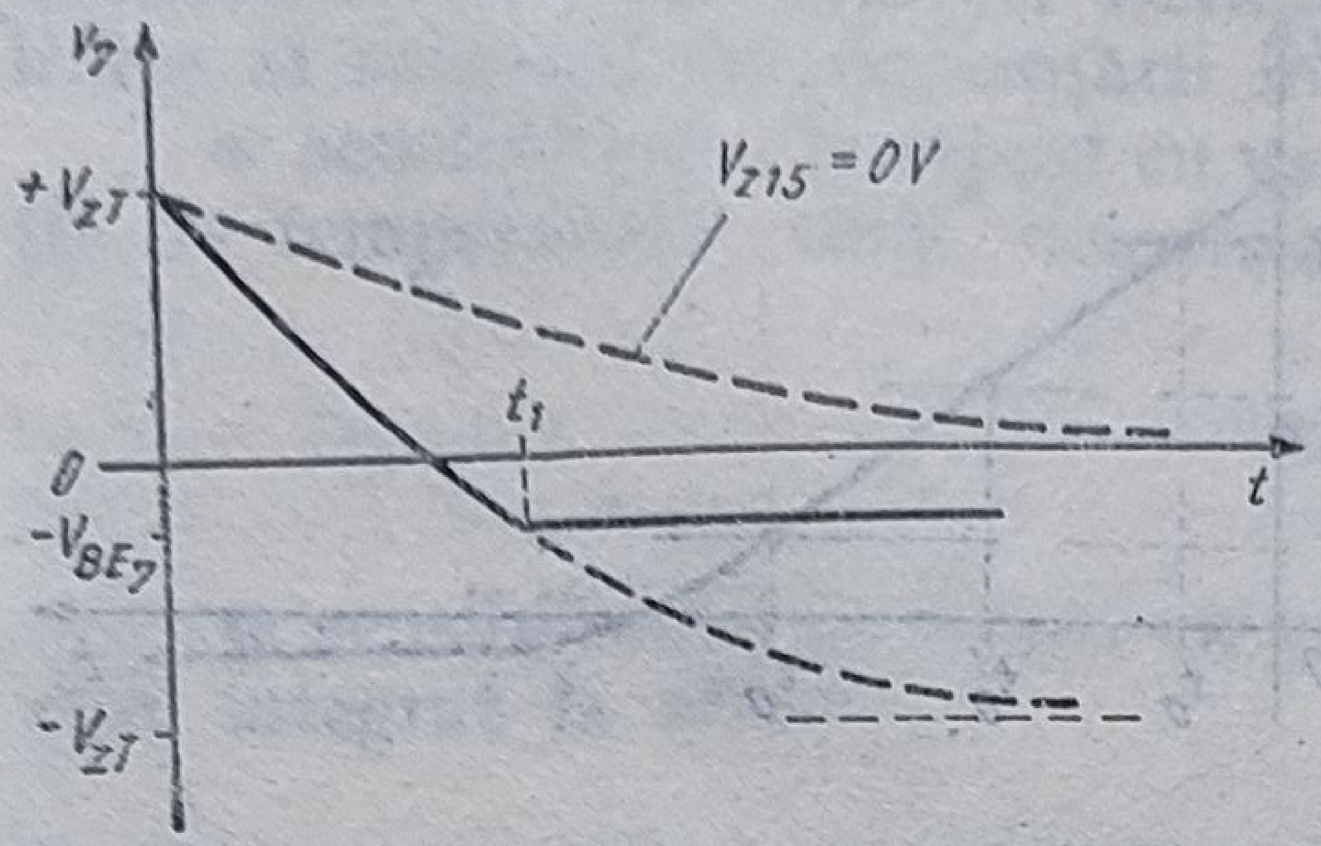


Fig. 2.27. Variația în timp a tensiunii v_7.

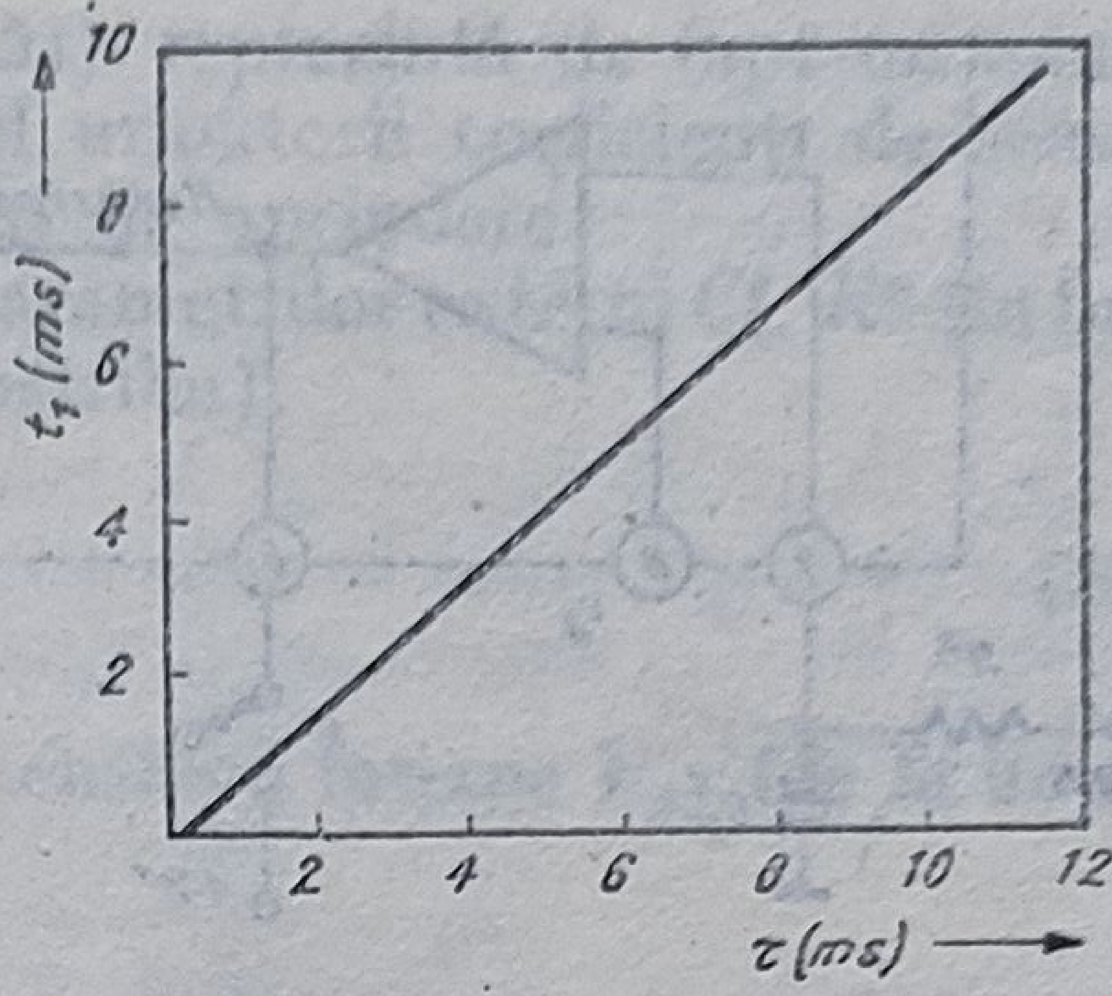


Fig. 2.28. Durata t_1 a rampei de tensiune în funcție de constanta de timp τ.

Această variație a lui v_7 este reprezentată în figura 2.27. Limitarea tensiunii $v_7(t)$ la valoarea $-V_{BE7}$ este determinată de rezistența R_6 conectată între baza lui Q_7 și masă. (vezi figura 2.24). Aceasta face ca emitorul lui Q_3 să nu poată coborî sub valoarea de $-0{,}7$ V. Momentul t_1 la care are loc limitarea tensiunii v_7 se determină din (2.46):

$$-V_{BE7} = V_{ZT}\left[-1 + 2\exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right)\right] \qquad (2.47)$$

$$t_1 = \tau \ln \frac{2V_{ZT}}{V_{ZT} - V_{BE7}}. \qquad (2.48)$$

Înlocuind în expresia 2.48 valorile $V_{ZT} = 8$V și $V_{BE7} = 0,7$ V, se obține dependența duratei rampei de tensiune (t_1) de τ (reprezentată grafic în figura 2.28):

$$t_1 = 0{,}78\ \tau. \qquad (2.49)$$

Această relație, ca și figura 2.28 servesc la determinarea valorilor componentelor externe R^* și C_2^e.

Rampa de tensiune care apare la terminalul 7 (vezi figura 2.24) se aplică de fapt pe intrarea neinversoare a comparatorului format de $Q_9 \ldots Q_{14}$, diodele D_8, D_9, D_{10} și rezistența R_{11}. În figura 2.29 este prezentată conectarea în circuit a comparatorului a cărui ieșire (terminalul 6) comandă etajul monostabil (vezi § 2.2.4). Cînd tensiunea v_8 este mai mică decît v_7 (vezi figura 2.29) terminalul 6 este la un nivel ridicat. În etajul comparator, în această stare, conduc tranzistoarele Q_9, Q_{10} și dioda D_8. Cînd tensiunea v_7 scade sub valoarea tensiunii v_8 (care este o tensiune continuă sau lent variabilă în timp) se deschide ramura Q_{13}, Q_{14}, D_9 care preia tot curentul generatorului I_T, producînd o cădere de tensiune pe rezistența de sarcină R_{11} deci și în terminalul 6. Acesta reprezintă momentul generării impulsului final (prin declanșarea succesivă a monostabilului și a etajelor următoare).

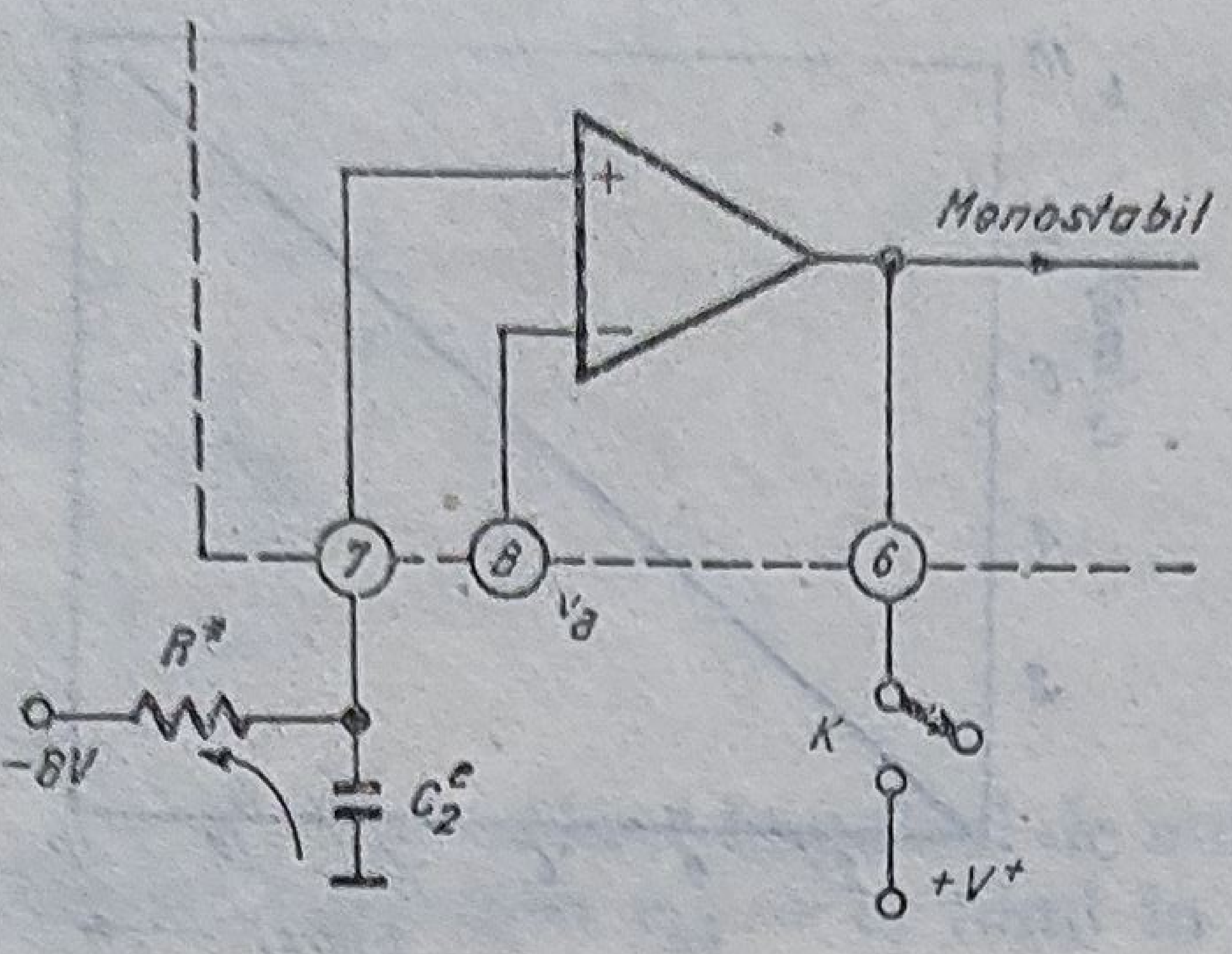


Fig. 2.29. Conectarea în circuit a comparatorului.

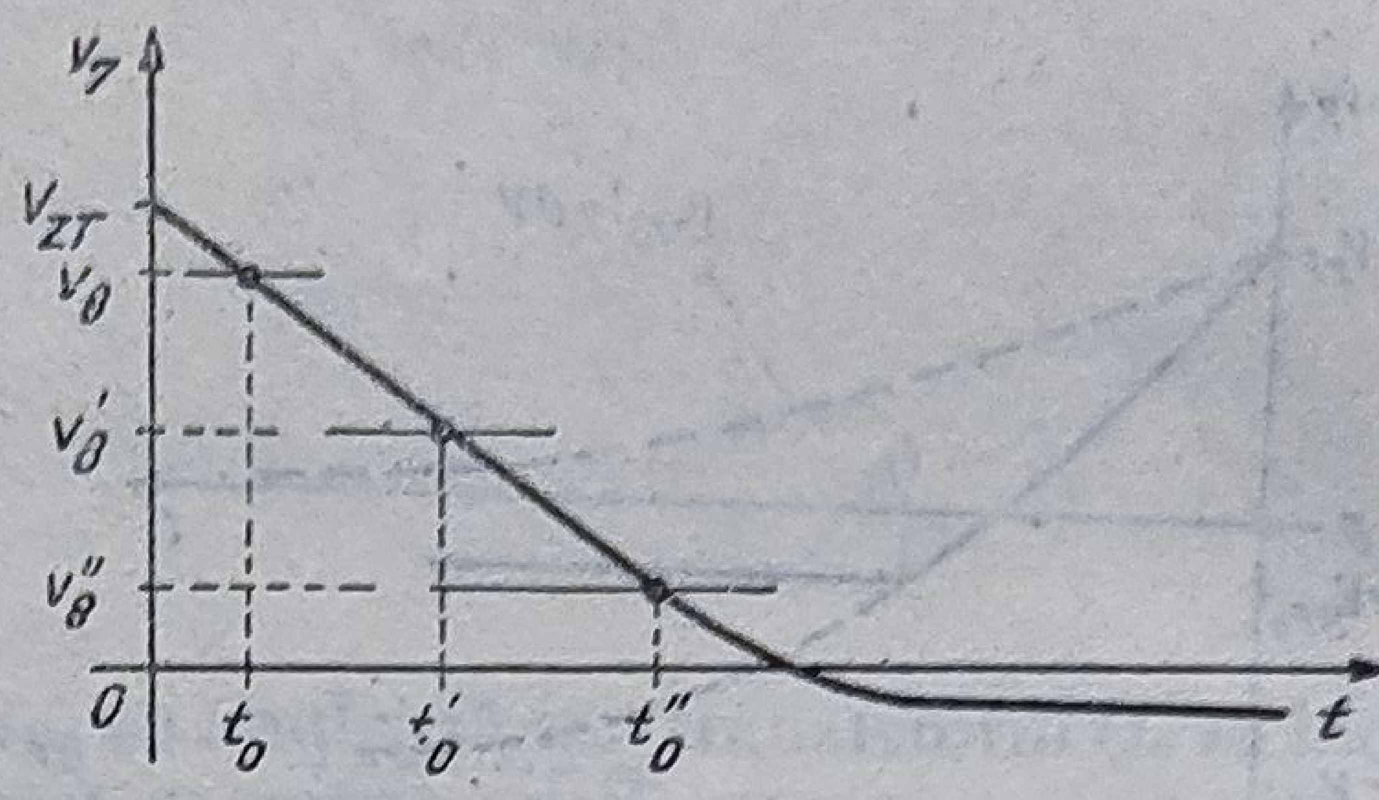


Fig. 2.30. Influenţa valorii tensiunii de comandă v_8 asupra momentului generării impulsului de aprindere.

Tensiunea v_8 este de fapt tensiunea v_S din § 2.1.1 şi din figura 2.1. Ea este o tensiune de comandă a unghiului de aprindere deoarece în funcţie de valoarea ei, coincidenţa cu v_8 (semnalul rampă de tensiune) şi deci generarea impulsului final, au loc la diferite momente de timp (vezi figura 2.30). Se realizează astfel prin intermediul rampei de tensiune o conversie tensiune — timp care constituie esenţa comenzii prin fază a aprinderii tiristoarelor. Semnalul rampă de tensiune (vezi figura 2.27) are o importanţă hotărîtoare în realizarea unei comenzi optime a generării impulsului de aprindere. Caracteristicile sale de liniaritate şi stabilitate termică şi în funcţie de parametrii externi, constituie caracteristicile de bază ale comenzii prin fază realizate de circuitul βAA 145.

Momentul t_0, de generare a impulsului de aprindere, este parametrul care constituie obiectul analizei care urmează.

Deoarece declanşarea se petrece atunci cînd $v_7 = v_8$, pentru determinarea expresiei lui t_0 se va folosi relaţia 2.46:

$$v_8 = V_{ZT}\left[-1 + 2\exp\left(-\frac{t_0}{\tau}\right)\right].$$

$$t_0 = \tau \ln \frac{2V_{ZT}}{V_{ZT} + v_8}. \tag{2.50}$$

Considerînd t_0 ca o funcţie de variabilele τ, V_{ZT}, v_8, ne propunem în cele ce urmează să analizăm variaţia lui t_0 cu fiecare din aceşti parametri.

Dacă admitem că

$$t_0 = t_0(\tau, V_{ZT}, v_8)$$

atunci rezultă

$$dt_0 = \frac{\partial t_0}{\partial \tau}d\tau + \frac{\partial t_0}{\partial V_{ZT}}dV_{ZT} + \frac{\partial t_0}{\partial v_8}dv_8. \tag{2.51}$$

Fiecare din derivatele parţiale din (2.51) reprezintă de fapt un anumit „coeficient de sensibilitate". Definim astfel următorii coeficienţi de sensibilitate ai momentului declanşării impulsului de aprindere:

- sensibilitatea în raport cu variaţia parametrilor externi C_2^t, R^* (în funcţie de temperatură, timp, dispersia parametrilor):

$$\alpha_\tau = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} \tag{2.52}$$

- sensibilitatea în raport cu variaţia tensiunii interne V_{ZT} (de la un circuit integrat la altul):

$$\alpha_Z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{ZT}} \tag{2.53}$$

- sensibilitatea în raport cu variaţia tensiunii de comandă v_8:

$$\alpha_V = \frac{\partial t_0}{\partial v_8} \tag{2.54}$$

α_τ. Figura 2.31 ilustrează efectul variaţiei lui τ asupra momentului t_0 de declanşare a impulsului de aprindere în cazul în care v_8 şi V_{ZT} sînt păstraţi constanţi. Din (2.50) şi (2.52) rezultă:

$$\alpha_\tau = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} = \ln \frac{2V_{ZT}}{V_{ZT} + v_8}. \tag{2.55}$$

Deoarece $0 \leqslant V_8 \leqslant V_{ZT}$ rezultă că

$$0 \leqslant \alpha_\tau \leqslant \ln 2. \tag{2.56}$$

Dependenţa lui α_τ de V_8 pentru un circuit integrat dat (V_{ZT} fixat) este prezentată în figura 2.32. Se observă că pentru o valoare cît mai mică a lui α_τ (deci pentru o cît mai mică variaţie a lui t_0 cu variaţia parametrilor externi C_2^t şi R^*) este de dorit să se folosească o tensiune de comandă V_8 cît mai apropiată de valoarea V_{ZT}.

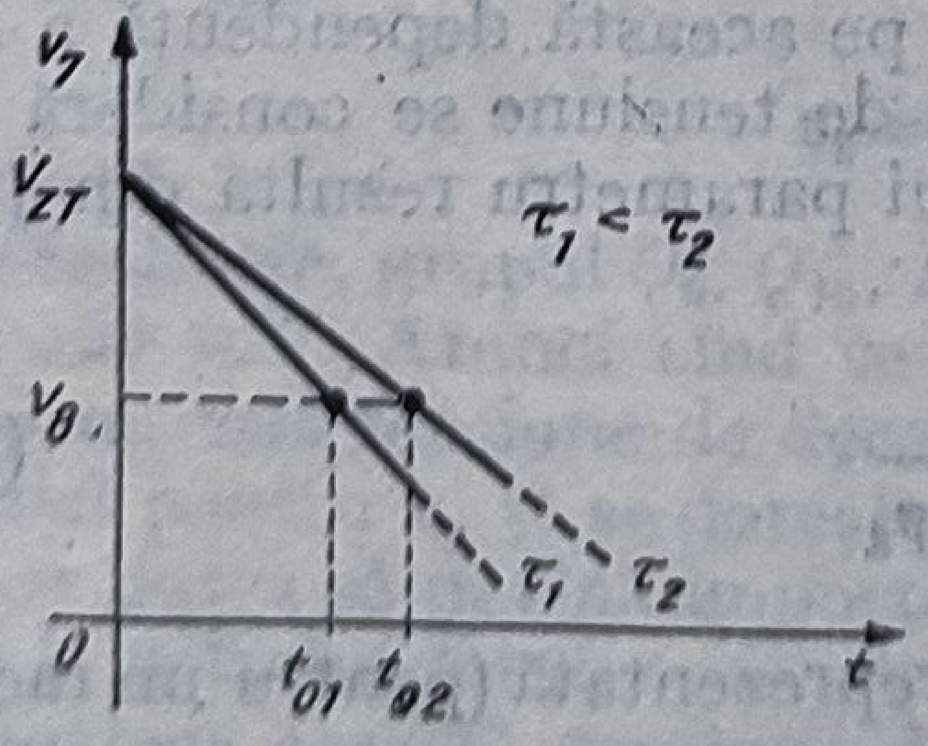


Fig. 2.31. Influenţa variaţiei lui τ asupra lui t_0.

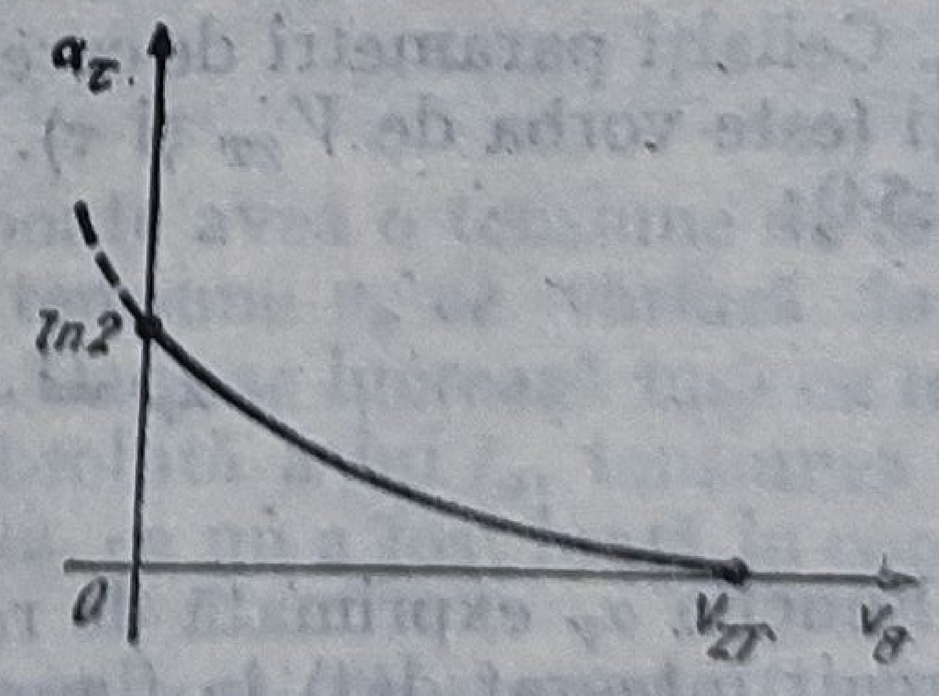


Fig. 2.32. Dependenţa lui α_τ de v_8 pentru un circuit integrat dat.

Trebuie să subliniem că parametrii avuți în vedere atunci cînd considerăm variația lui τ sînt: toleranțele de fabricație, coeficienții termici și coeficienții de îmbătrînire (modificarea valorilor în timp) ai rezistenței R_5^e, potențiometrului P_1^e și condensatorului C_2^e.

α_Z. Datorită dispersiei de fabricație a valorii V_{ZT}, este posibil să apară o variație importantă a valorii t_0. În figura 2.33 se poate observa efectul variației lui V_{ZT} asupra lui t_0 cînd mărimile v_8 și τ sînt constante. Din (2.50) și (2.53) rezultă:

$$\alpha_Z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{ZT}} = \tau \frac{v_8}{V_{ZT}(V_{ZT}+v_8)} \quad [s/V] \qquad (2.57)$$

Dependența lui α_Z de v_8 pentru un circuit integrat dat (V_{ZT} fixat) și un montaj dat (τ fixat) este prezentată în figura 2.34. Se observă că asigurarea unei valori mici pentru α_Z se poate face folosind un montaj cu τ mic și o tensiune de comandă v_8 cît mai mică. Deci, pentru $0 \leqslant v_8 < V_{ZT}$ rezultă:

$$0 \leqslant \alpha_Z \leqslant \frac{\tau}{2V_{ZT}}. \qquad (2.58)$$

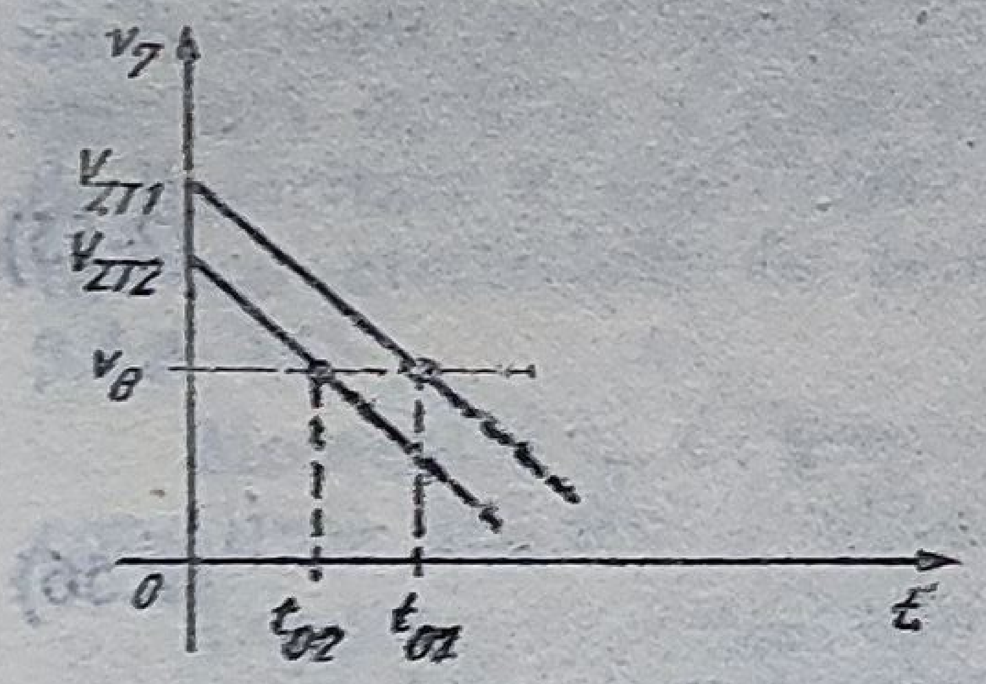


Fig. 2.33. Influența variației lui V_{ZT} asupra lui t_0

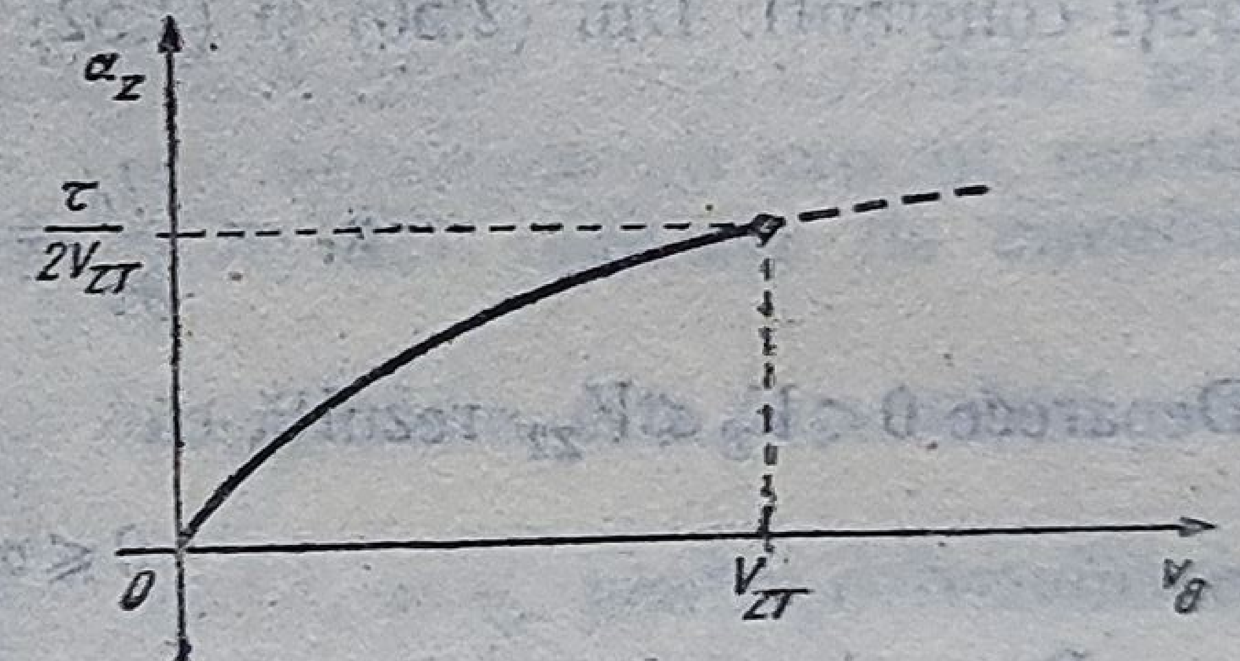


Fig. 2.34. Variația lui α_Z cu v_8 pentru un circuit integrat și un montaj dat.

α_V. Felul în care variația lui v_8 provoacă modificarea valorii lui t_0 se poate urmări în figura 2.35. Se observă imediat că funcționarea circuitului (adică realizarea conversiei tensiune-timp) se bazează pe această dependență a lui t_0 de v_8. Ceilalți parametri de care depinde rampa de tensiune se consideră constanți (este vorba de V_{ZT} și τ). Expresia acestui parametru rezultă din (2.50) și (2.54):

$$\alpha_V = \frac{\partial t_0}{\partial v_8} = -\frac{\tau}{V_{ZT}+v_8}. \qquad (2.59)$$

Funcția α_V exprimată de relația 2.59 este reprezentată (pentru un montaj și circuit integrat dat) în figura 2.36.

Spre deosebire de ceilalți coeficienți de pînă acum, α_V este negativ, și în calitate de măsură a sensibilității circuitului, este de dorit să fie cît mai

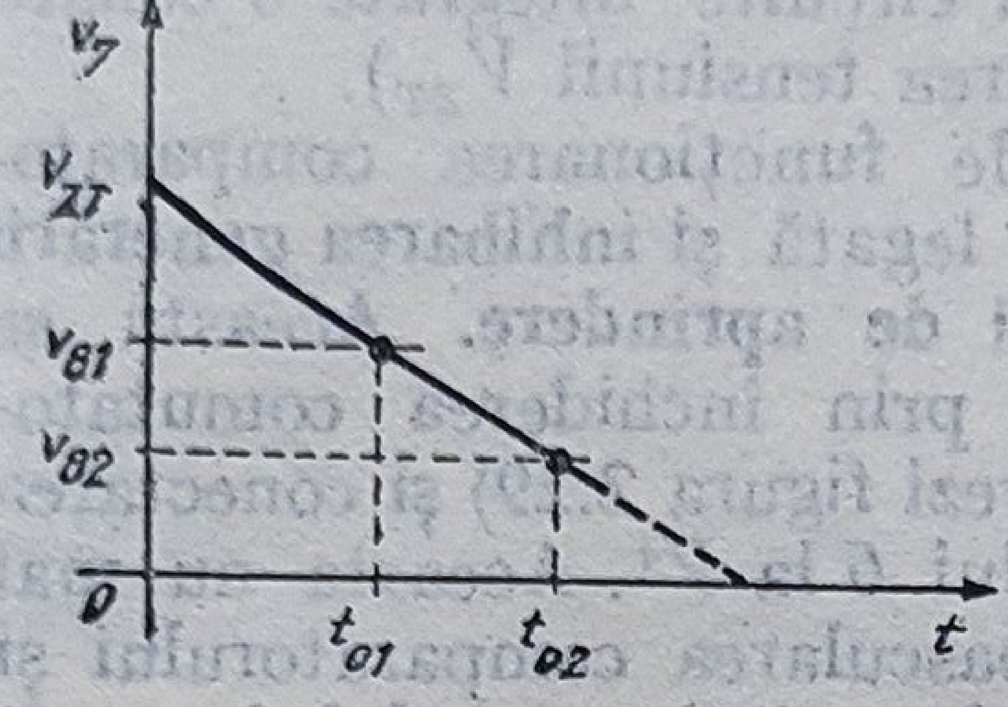


Fig. 2.35. Variația lui t_0 cu v_8.

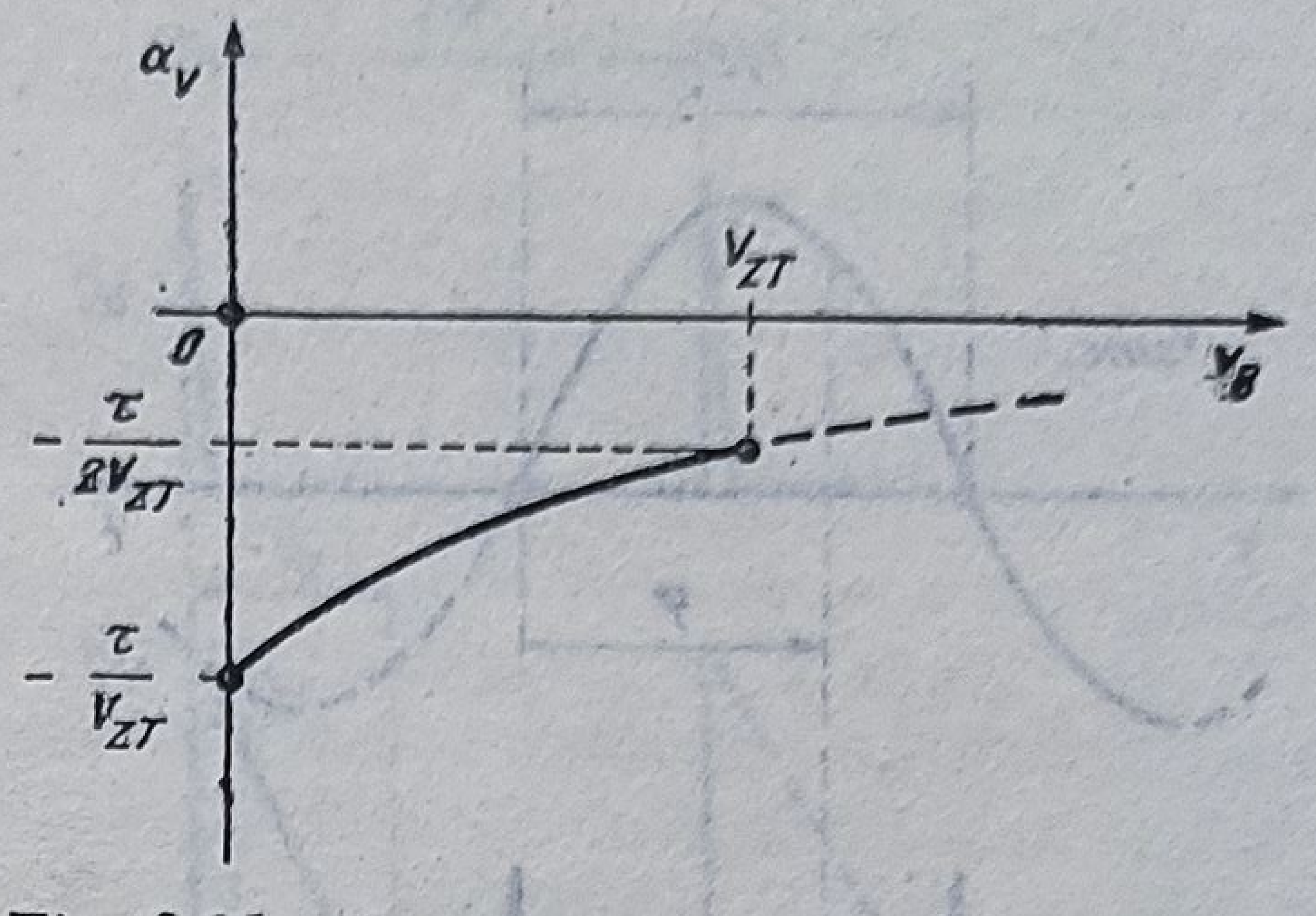


Fig. 2.36. Variația lui α_v cu v_V pentru un montaj și circuit ntegrat dat.

mare în valoare absolută. Se observă că aceasta se poate obține pentru o valoare mare a lui τ și pentru o tensiune de comandă v_8 de valoare cît mai mică. Deci, pentru $0 \leqslant v_8 \leqslant V_{ZT}$, rezultă

$$-\frac{\tau}{V_{ZT}} \leqslant \alpha_V \leqslant -\frac{\tau}{2V_{ZT}} \tag{2.60}$$

În ceea ce privește **stabilitatea termică** a lui t_0, se observă că temperatura nu apare explicit în (2.50). Ea apare însă implicit în variația lui V_{ZT} și a lui τ. Deoarece V_{ZT} are coeficient practic nul de variație cu temperatura — vezi (2.45) — singura dependență de temperatură a lui t_0 se realizează prin intermediul lui τ (prin coeficienții termici ai lui R^* și C_2^e). Putem considera deci că stabilizarea termică este foarte bună. Ea este asigurată de introducerea diodelor D_6 și D_7 (vezi figura 2.24) în serie cu diodele Zener DZ_4 și DZ_5 obținîndu-se astfel grupurile DZ_4, DZ_6 și DZ_5, D_7 cu coeficient termic practic nul.

O altă observație ce se impune se referă la modul în care am considerat apariția impulsului de declanșare: generarea impulsului se petrece la coincidența tensiunii v_7 cu tensiunea v_8 (figurile 2.29 și 2.30). Nu am luat în considerație **tensiunea de ofset la intrarea comparatorului** din figura 2.29, presupunînd (vezi figura 2.24) că declanșarea se petrece atunci cînd are loc egalitatea de mai jos:

$$v_8 = v_{B14} = v_{B9} = v_7$$

În realitate, grupul Q_9, Q_{10}, D_8, D_9, Q_{13}, Q_{14} poate avea o tensiune de ofset de 20 ... 30 mV. Atunci cînd se lucrează cu o tensiune v_8 ce variază între 0 și V_{ZT}, această tensiune de decalaj nu contează. Dacă se lucrează însă cu tensiuni mici pentru v_8 și se dorește o stabilizare absolută a lui t_0, tensiunea de ofset s-ar putea să devină importantă. În orice caz, ea nu a fost luată în considerație la calculul lui α_V.

Deoarece această tensiune de ofset este supusă unei dispersii de fabricație destul de importante, rezultă că între diferite circuite integrate există o oarecare *asimetrie în ceea ce privește momentul* t_0 al declanșării impulsului

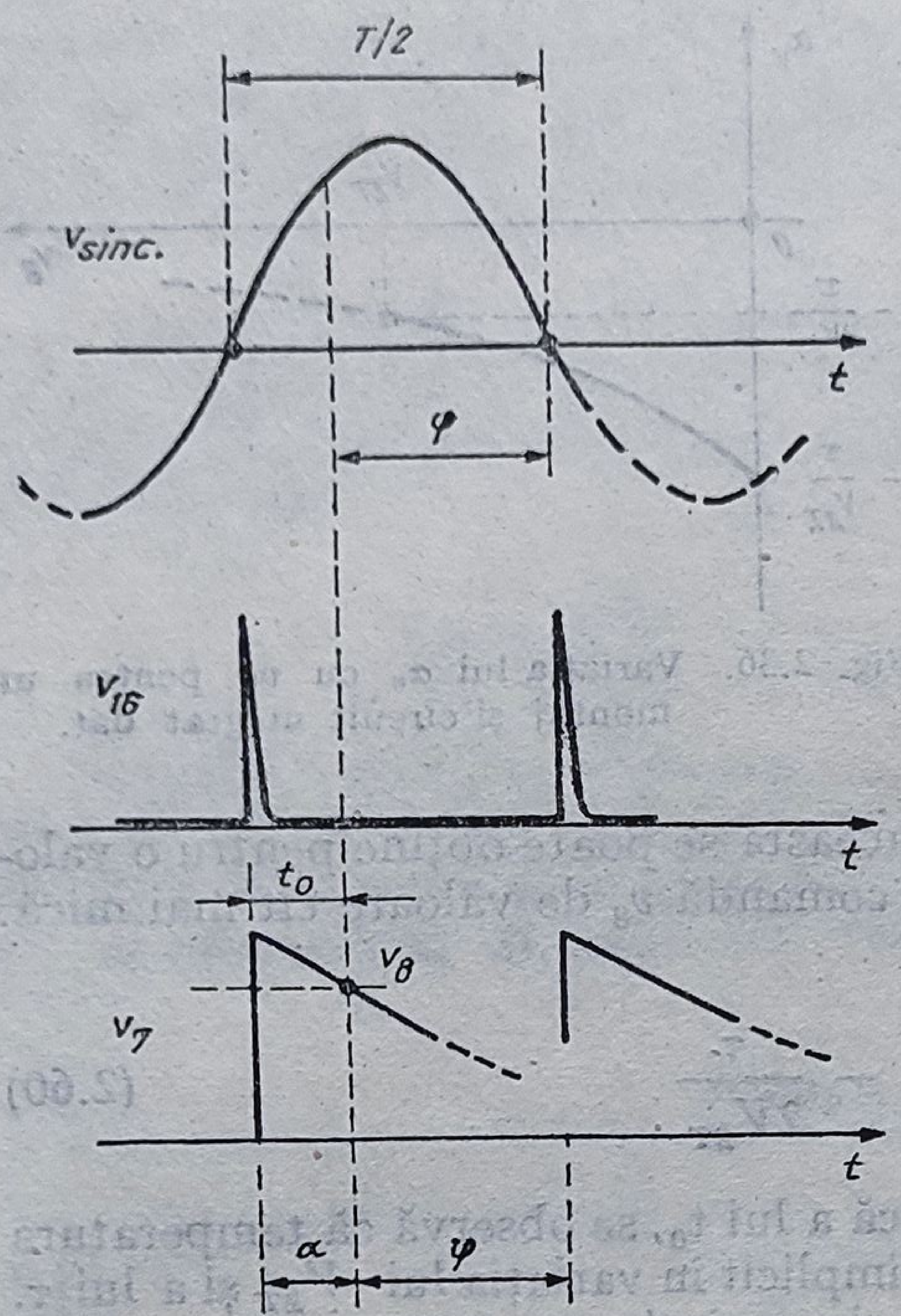


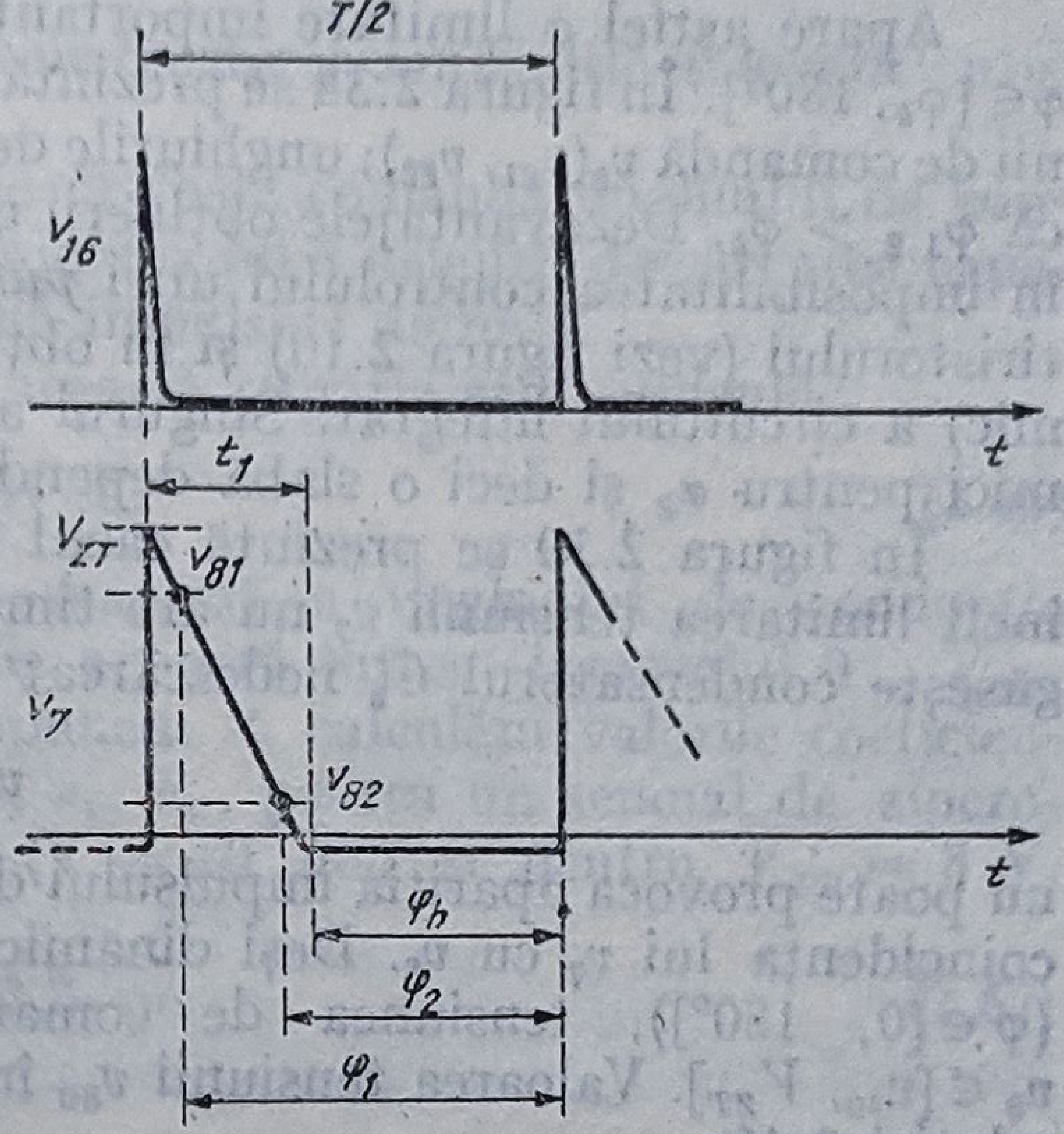
Fig. 2.37. Relația dintre t_0 și unghiurile α și φ.

de aprindere (subliniem că o cauză mult mai importantă pentru asimetrie între două circuite integrate o constituie valoarea tensiunii V_{ZT}).

Tot de funcționarea comparatorului este legată și **inhibarea generării impulsului de aprindere.** Aceasta se realizează prin închiderea comutatorului K (vezi figura 2.29) și conectarea terminalului *6* la V^+. Aceasta nu mai permite bascularea comparatorului și indiferent de variația semnalului rampă (care continuă să existe) și de tensiunea v_8 de comandă, etajul monostabil și cele ce-l urmează nu mai sînt declanșate. Folosirea unui element activ în locul comutatorului *K*, pentru o eventuală comandă logică a inhibării va fi prezentată în § 2.4.

Discuția de pînă acum asupra funcționării rampei de tensiune și comparatorului a avut un caracter general. Pentru a putea aprecia *cantitativ* diverșii coeficienți de sensibilitate definiți mai sus în cazul cel mai general, trebuie să particularizăm funcționarea circuitului pentru aplicația de bază care constă în folosirea unui semnal de sincronizare periodic cu o anumită frecvență și folosirea impulsului generat de circuit la aprinderea unui tiristor (triac). Blocarea acestuia se face la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare. Cu aceste observații, noțiunile definite în § 2.1.3 și figura 2.10 **unghi de conducție** (φ) și **unghi de aprindere** (α), capătă consistență. În figura 2.37 se prezintă o semialternanță a tensiunii de sincronizare v_{SINC} cu perioada *T*, tensiunea v_{16} a detectorului de nul, tensiunea v_7 — puternic dependentă de panta τ asigurată de grupul C_2^e și R^* (figura 2.26), momentul t_0 al generării impulsului de aprindere (coincidența lui v_7 cu v_8) și unghiurile α și φ de aprindere și respectiv de conducție. Reamintim că v_7 ia naștere prin încărcarea rapidă a lui C_2^e la fiecare apariție a unui impuls de nul și descărcarea sa lentă, cu o constantă de timp τ între două impulsuri de nul. Deoarece intervalul de timp dintre două impulsuri de nul este fix și determinat de frecvența tensiunii v_{SINC} iar timpul de descărcare al lui C_2^e depinde exclusiv de componente externe, se pune întrebarea ce relație trebuie să existe între panta τ și frecvența tensiunii v_{SINC}? Înainte de a comenta cele trei cazuri care pot apare, cu avantajele și dezavantajele lor, trebuie să realizăm legătura dintre variabila *„timp"* în care am lucrat pînă acum și variabila *„unghi"* cu care vom lucra în continuare. În figurile 2.37 ... 2.40 sînt trecute ambele variabile

Fig. 2.38. Comanda unghiului de aprindere pentru o valoare mică a lui τ.



astfel încît transformarea timp — unghi se poate înțelege imediat (de exemplu din figura 2.37):

$$\alpha[°] = t_0\,[\mathrm{s}]\cdot\frac{360°}{T\,[\mathrm{s}]} = t_0\times k. \tag{2.61}$$

În figura 2.38 este prezentat cazul în care τ este suficient de mic astfel încît tensiunea v_7 intră în limitare (la valoarea de $-V_{BE7}$ — figura 2.27) înainte de apariția celui de-al doilea impuls de nul. Durata t_1 a rampei determinată în (2.49), permite fixarea condiției pentru τ:

$$t_1 < T/2,$$

$$0{,}78\ \tau < T/2,$$

$$\tau < 0{,}64\ T. \tag{2.62}$$

Efectul valorii mici a lui τ asupra posibilității de comandă a unghiului de conducție φ se observă imediat din figura 2.38: indiferent de valoarea tensiunii de comandă v_8 (cuprinsă între 0 și V_{ZT}), *unghiul de conducție nu poate fi mai mic decît* φ_h:

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - t_1\right)\frac{360}{T}.$$

Înlocuind t_1 cu valoarea 0,78 τ (vezi relația 2.49), rezultă:

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - 0{,}78\ \tau\right)\frac{360}{T}. \tag{2.63}$$

Apare astfel o limitare importantă a dinamicii unghiului de conducție: $\varphi \in [\varphi_h, 180°]$. În figura 2.38 se prezintă, pentru două valori extreme ale tensiunii de comandă $v_8(v_{S1}, v_{S2})$; unghiurile de conducție obținute (φ_1, φ_2). Se observă că $\varphi_{1,2} > \varphi_h$. Dezavantajele obținerii unui unghi minim de conducție constau în imposibilitatea controlului unei *puteri mici* disipate în sarcina din anodul tiristorului (vezi figura 2.10) și în obținerea unei *sensibilități scăzute* ($|\alpha_V|$ — mic) a circuitului integrat. Singurul avantaj constă în obținerea unei valori mici pentru α_Z și deci o slabă dependență de circuitul integrat folosit.

În figura 2.39 se prezintă cazul în care τ **este suficient de mare** astfel încît limitarea tensiunii v_7 nu are timp să se producă și noul impuls de nul găsește condensatorul C_2^e nedescărcat complet. Este evident că o tensiune:

$$v_8 \lessdot v_{80}$$

nu poate provoca apariția impulsului de aprindere. deoarece nu poate avea loc coincidența lui v_7 cu v_8. Deși dinamica unghiului de conducție este maximă $(\varphi \in [0, \ 180°])$, tensiunea de comandă necesară este limitată inferior $v_8 \in [u_{80}, V_{ZT}]$. Valoarea tensiunii v_{80} în funcție de τ se determină cu ajutorul relației 2.46:

$$v_{80} = V_{ZT}\left[-1 + 2\exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right)\right]. \tag{2.64}$$

Această limitare inferioară a tensiunii de comandă are loc dacă:

$$t_1 > T/2$$

$$0{,}78\ \tau > T/2$$

$$\tau > 0{,}64\ T \tag{2.65}$$

În afara dezavantajului determinat de reducerea domeniului tensiunii de reglaj a unghiului de aprindere, alte dezavantaje le constituie creșterea valorilor coeficienților α_τ și α_Z și deci creșterea influenței dispersiei componentelor externe R^* și C_2^e și a circuitului integrat folosit asupra unghiului

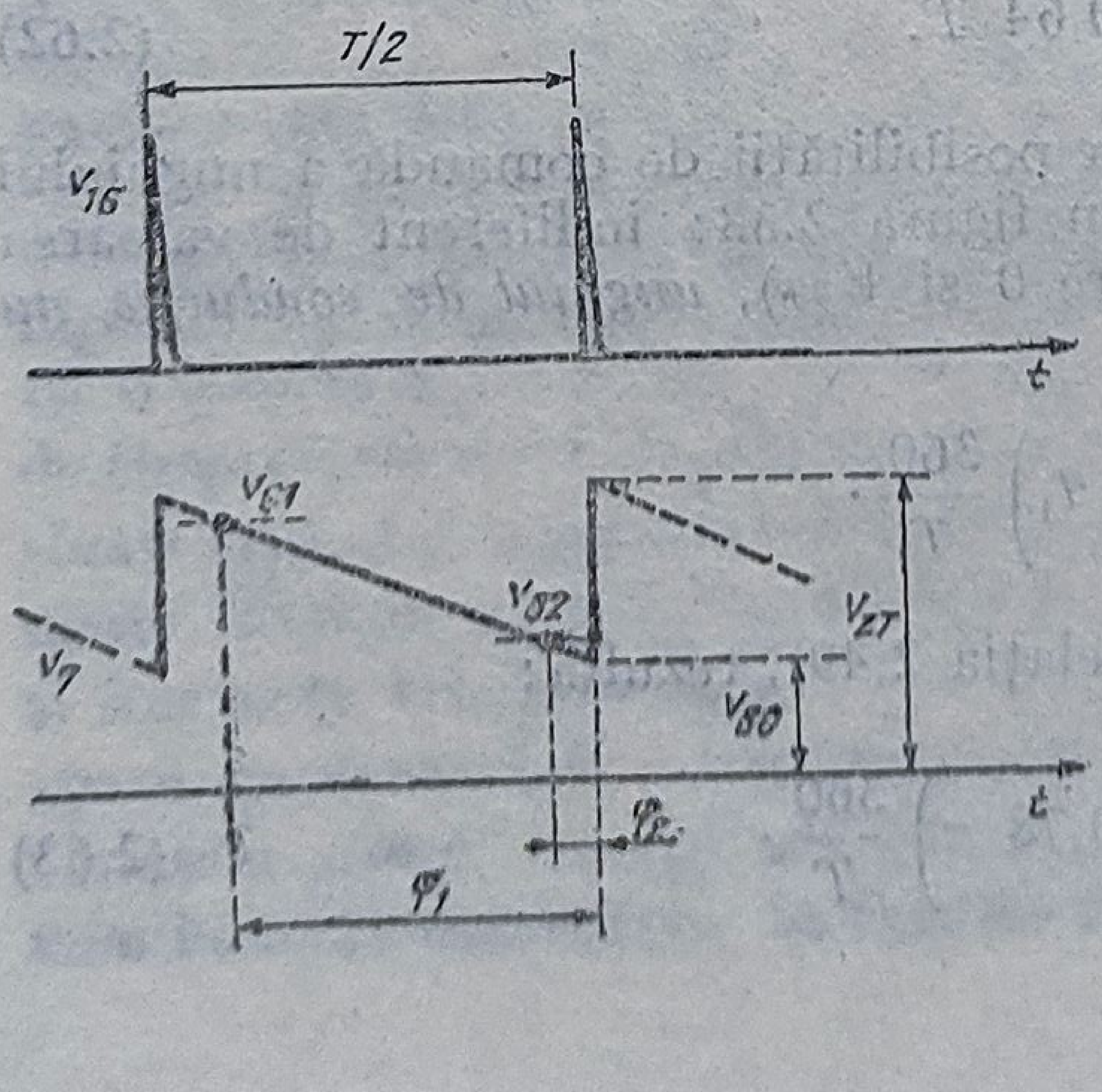


Fig. 2.39. Comanda unghiului de conducție pentru o valoare mare a lui τ.

de conducție. Singurul avantaj îl constituie creșterea sensibilității (coeficientul α_V).

În sfîrșit situația optimă în ceea ce privește comanda unghiului de conducție este prezentată în figura 2.40. Valoarea lui τ asigură descărcarea capacității C_2^e exact în intervalul dintre două impulsuri de nul.

Condiția pentru τ, care realizează această situație este evidentă:

$$\tau = 0{,}64\ T. \tag{2.66}$$

În acest caz se realizează o dinamică maximă a unghiului de conducție $\varphi \in [0,\ 180°]$ iar tensiunea de comandă acoperă întreg intervalul $0 \ldots V_{ZT}$.

În această situație optimă ne propunem să calculăm valorile coeficienților de stabilizare definiți anterior: α_τ, α_Z, α_V, pentru un semnal de sincronizare periodic cu frecvența de 50 Hz ($T = 20$ ms) și pentru $V_{ZT} = 8$ V.

Din (2.66) se obține:

$$\tau = 12{,}8\ \text{ms} \tag{2.67}$$

Relațiile 2.54, 2.56 și 2.58 conduc la:

$$0 \leqslant \alpha_\tau \leqslant 0{,}7 \tag{2.68}$$

$$0 \leqslant \alpha_z \leqslant 0{,}8\ [\text{ms/V}_6] \tag{2.69}$$

$$-1{,}6 \leqslant \alpha_V \leqslant -0{,}8\ [\text{ms/V}] \tag{2.70}$$

În unități de unghi de aprindere relațiile 2.69, 2.70 devin:

$$0 \leqslant \alpha_Z \leqslant 14{,}4\ \text{grade/V}, \tag{2.71}$$

$$-28{,}8\ \text{grade/V} \leqslant \alpha_V \leqslant -14{,}4\ \text{grade/V}. \tag{2.72}$$

Revenim la relația 2.51 pentru a separa efectul util reprezentat de α_V de efectele nedorite datorate variațiilor $\Delta\tau$ și ΔV_{ZT}. Presupunînd deci $\Delta v_8 = 0$ rezultă:

$$\Delta t_0 = \alpha_\tau \Delta\tau + \alpha_Z \Delta V_{ZT}. \tag{2.73}$$

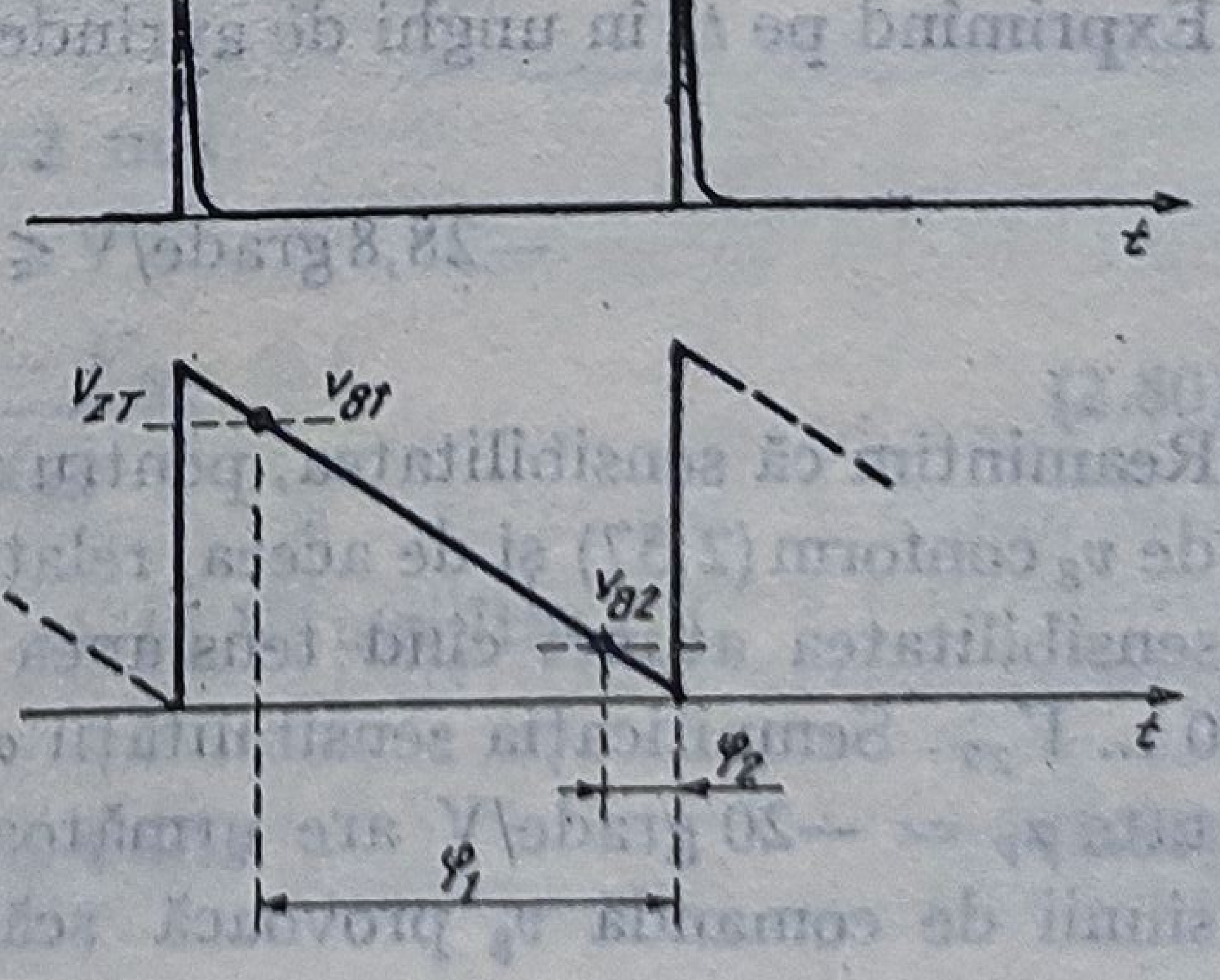


Fig. 2.40. Comanda optimă a unghiului de conducție.

Dacă admitem că R^* şi C_2^e au toleranţele de 20% şi V_{ZT} variază între 7V şi 9V atunci:

$$\Delta\tau = \Delta(R^*C_2^e) = R^*\Delta C_2^e + C_2\Delta R^* = 0{,}2\,R^*C_2^e + 0{,}2\,R^*C_2^e$$

$$= 0{,}4\tau = 0{,}4 \times 12{,}8 \text{ ms} = 5{,}12 \text{ ms} \qquad (2.74)$$

$$\Delta V_{ZT} = 2 \text{ V} \qquad (2.75)$$

Înlocuind (2.68), (2.71), (2.74) în (2.73) rezultă:

$$0 \leqslant \Delta t_0 \leqslant 5{,}18 \text{ ms}; \qquad (2.76)$$

Exprimînd pe t_0 în unghi de conducţie rezultă:

$$0 \leqslant \Delta\varphi \leqslant 93° \qquad (2.77)$$

Această variaţie *inacceptabilă* pentru φ care poate fi provocată de folosirea unor circuite integrate diferite şi a unor componente C_2^e, R_5^e cu toleranţe de 20% *face absolut necesară folosirea în schema de aplicaţie tipică, a potenţiometrului* P_1^e (vezi figura 2.8) *pentru reglajul iniţial al lui* τ. Acest potenţiometru permite asigurarea condiţiei optime de comandă a unghiului de conducţie ($\tau = 0{,}64\,T$) compensînd variaţia lui V_{ZT} de la un circuit la altul şi toleranţele de realizare a componentelor R^* şi C_2^e.

Sensibilitatea α_V, în condiţiile în care considerăm $\Delta\tau = 0$ şi $\Delta V_{ZT} = 0$, introdusă în (2.54) conduce la:

$$\Delta t_0 = \alpha_V \Delta v_8. \qquad (2.78)$$

Exprimînd pe t_0 în unghi de aprindere, rezultă:

$$-28{,}8 \text{ grade/V} \leqslant \frac{d\alpha}{dv_8} \leqslant -14{,}4 \text{ grade/V}. \qquad (2.79)$$

Reamintim că sensibilitatea, pentru un circuit şi un montaj dat este o funcţie de v_8 conform (2.57) şi de aceea, relaţia 2.79 exprimă intervalul în care variază sensibilitatea atunci cînd tensiunea de comandă v_8 variază în intervalul $0 \ldots V_{ZT}$. Semnificaţia sensibilităţii α_V, este imediată. De exemplu o sensibilitate $\alpha_V = -20$ grade/V are următoarea semnificaţie: o creştere cu 1 V a tensiunii de comandă v_8 provoacă scăderea cu 20° a unghiului de aprindere.

Să rezumăm funcţionarea generatorului de rampă *şi a* comparatorului:

- *Fiecare impuls de nul provoacă încărcarea rapidă a condensatorului C_2^e la aproximativ 8V;*
- *Între două impulsuri de nul condensatorul C_2^e se descarcă lent, cu o constantă de timp care depinde de valorile C_2^e, R_5^e, P_1^e (vezi figura 2.8) către tensiunea de —8V pe care însă nu o atinge deoarece la—0,7V se produce limitarea tensiunii (figura 2.27) Astfel ia naştere o tensiune „dinte de fierăstrău" care se aplică pe intrarea neinversoare a comparatorului.*
- *Pe intrarea inversoare, comparatorul primeşte tensiunea de comandă a unghiului de conducţie. Cînd tensiunile de pe cele două intrări devin egale, are loc bascularea comparatorului şi generarea impulsului de aprindere.*
- *Toate proprietăţile de stabilitate şi sensibilitate a comenzii „în fază" a unghiului de conducţie depind de stabilitatea tensiunii ce apare la terminalul 7 („rampă" sau „dinte de fierăstrău")*

În ceea ce priveşte valorile componentelor externe C_2^e, P_1^e, R_5^e care fixează „rampa" de tensiune, ele intervin în calcul prin intermediul lui τ. Ceea ce contează este deci produsul $C_1^e(R_5^e + P_1^e)$. Cu toate acestea, nu este indiferent cum alegem valorile $R_5^e + P_1^e$ şi C_2^e.

Încărcarea capacităţii C_2^e de către impulsul de nul trebuie să se facă rapid. Din figura 2.25 se observă că pentru impulsuri de nul scurte (Δt mic) necesare în aplicaţii de dinamică mare a unghiului de conducţie sau în aplicaţii de frecvenţă superioară valorii de 1kHz — o capacitate C_2^e de valoare mare nu are timp să se încarce pînă la valoarea de 8V. În consecinţă, rampa de tensiune are o amplitudine vîrf la vîrf mai mică decît 8 V şi funcţionarea circuitului este compromisă. Este deci necesar să se aleagă o valoare mică pentru C_2^e. O valoare foarte mică pentru C_2^e (care ar satisface condiţia de mai sus), ar necesita însă pentru obţinerea unei valori a lui τ de ordinul milisecundelor (aplicaţii uzuale) o rezistenţă $R^* = P_1^e + R_5^e$ de valoare foarte mare, care nu este uzuală. Iată de ce valorile tipice pentru C_2^e şi R^* în aplicaţiile uzuale sînt 100 nF respectiv 100 kΩ.

Rolul rezistenţei R_5^e inseriată cu potenţiometrul P_1^e este de a asigura o valoare minimă a pantei τ care să nu compromită funcţionarea. Valoarea ei tipică este de 10 kΩ. Rezistenţa R_4^e (vezi figura 2.8) asigură curentul necesar diodei DZ_5 permiţînd obţinerea în terminalul *15* a unei tensiuni stabilizate de —8 V. Curentul care trebuie asigurat diodei DZ_5 este:

$$I_{Z5} = 1 \dots 2 \text{ mA},$$

deci

$$R_4^e = \frac{V^- - V_{Z5}}{I_{Z5}} \tag{2.80}$$

Pentru valoarea tipică $|V_{Z5}| = 8$ V şi $V^- = 15$ V, rezultă:

$$R_4^e = \frac{15 - 8}{1,5} \simeq 4 \text{ k}\Omega. \tag{2.81}$$

Încheiem prezentarea etajului **generator de rampă** cu cîteva observații legate de influența grupului de componente externe P_1^e, R_5^e, R_4^e, C_2^e asupra funcționării circuitului integrat:

- *întreruperea condensatorului C_2^e provoacă nefuncționarea circuitului fără a-l defecta;*
- *scurtcircuitarea condensatorului C_2^e pune la masă terminalul 7 al circuitului și pulsul de curent de 60 mA care trece prin Q_7 (vezi figura 2.24.). nu mai durează doar o fracțiune din durata impulsului de nul (vezi figura 2.25) ci întreaga durată a impulsului de nul. Ca urmare, Q_7 este puternic solicitat în curent și dacă scurtcircuitul este menținut mult timp are loc străpungerea lui Q_7 și defectarea circuitului;*
- *întreruperea rezistenței R_4^e anulează tensiunea de $-8V$ din terminalul 15 și rampa de tensiune din terminalul 7 variază între $+8V$ și 0V (vezi figura 2.27) modificîndu-și deci puternic liniaritatea. Circuitul continuă să funcționeze însă numai pentru tensiuni de comandă v_8 apropiate de $+8V$. Funcționarea pe întreg intervalul tensiunii de comandă (0 ... 8V) este complet compromisă;*
- *Scurtcircuitarea rezistenței R_4 are un efect catastrofal asupra circuitului deoarece pe dioda DZ_5 se aplică întreaga tensiune V^- ceea ce conduce la străpungerea termică a acestei diode. Aceasta face ca pe terminalul 15 tensiunea V_{Z15} să fie nulă și conform celor discutate anterior funcțioarea circuitului este compromisă. Spre deosebire însă de cazul anterior (cînd înlocuirea rezistenței R_4^e restabilea funcționarea circuitului) de data aceasta funcționarea este definitiv compromisă;*
- *întreruperea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e oprește funcționarea circuitului fără însă a-l defecta;*
- *scurtcircuitarea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e fixează tensiunea pe terminalul 7 la valoarea de $-8V(V_{Z15})$ anulînd funcționarea rampei de tensiune și punînd din nou în pericol tranzistorul intern Q_7 (vezi figura 2.24) ca și în cazul scurtcircuitării condensatorului C_2^e;*
- *întreruperea sau scurtcircuitarea uneia din componentele P_1^e sau R_5^e nu provoacă defectarea circuitului dar modifică radical funcționarea sa corectă.*

2.2.4. Etajul monostabil

Funcționarea etajului monostabil este controlată de două etaje discutate anterior: generatorul de rampă și comparatorul (vezi figura 2.8). Prin intermediul generatorului de rampă, impulsurile de nul declanșează monostabilul la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Blocarea monostabilului este provocată de basculare a comparatorului care are loc la concidența tensiunilor din terminalele 7 și 8. Deci *blocarea monostabilului corespunde momentului apariției impulsului de aprindere.*

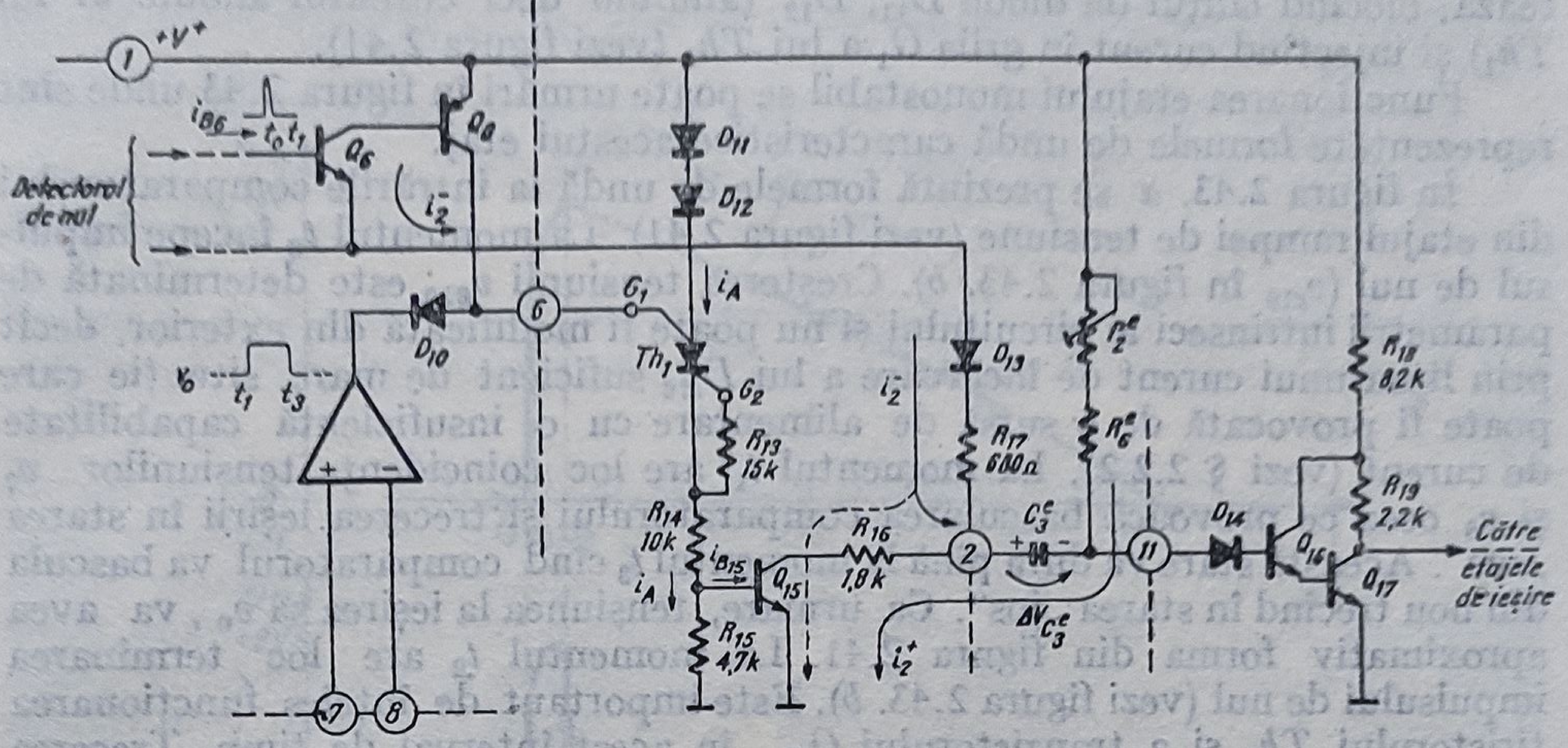


Fig. 2.41. Schema etajului monostabil.

Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 2.41. Elementele principale ale acestui etaj sînt tranzistorul Q_{15} și tiristorul integrat Th_1. Schema echivalentă a tiristorului se poate urmări în figura 2.42. Grila G_1 este grila de comandă și este conectată la terminalul 6 al circuitului (vezi figura 2.41) iar grila G_2 este folosită pentru conectarea rezistenței R_{13} între baza și emitorul lui Q_{N1}, cu rol important în blocarea tiristorului care nu se produce decît după ce a fost evacuată sarcina stocată în baza lui Q_{N1}. Micșorarea timpului de evacuare a acestei sarcini stocate și deci a timpului de blocare a tiristorului se realizează cu ajutorul acestei rezistențe R_{13}. Deschiderea tiristorului se face prin coborîrea potențialului grilei G_1 (terminalul 6) sub valoarea potențialului de anod a lui Th_1 adică atunci cînd se realizează condiția

$$V_6 \leqslant V^+ - 3\,V_D. \tag{2.82}$$

Această condiție este satisfăcută atunci cînd tensiunile la intrările comparatorului satisfac relația

$$V_8 \geqslant v_7. \tag{2.83}$$

Blocarea tiristorului se produce prin anularea curentului anodic simultan cu aplicarea unui impuls pozitiv pe grila de control G_1. Ambele funcții sînt îndeplinite de tranzistorul Q_8 care primind suficient curent de bază se satu-

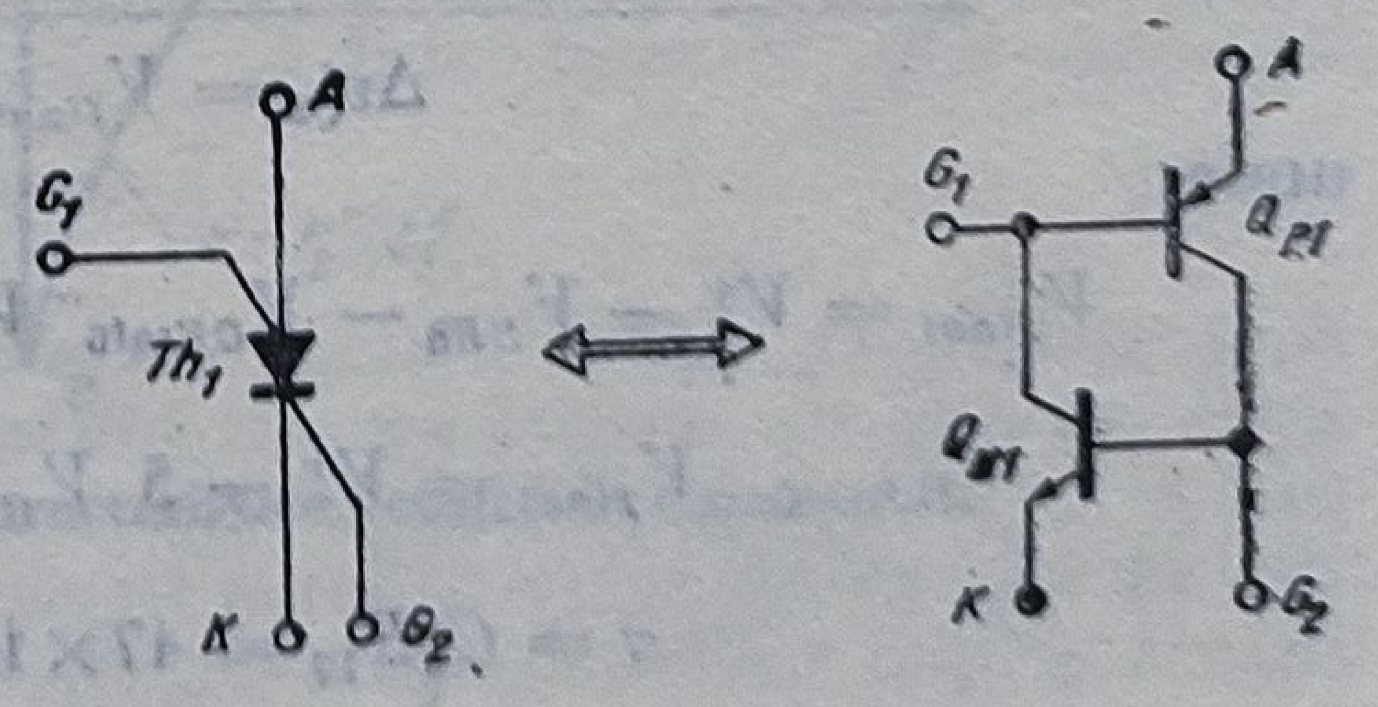


Fig. 2.42. Schema echivalentă a tiristorului Th_1

rează, blocînd lanțul de diode D_{11}, D_{12} (anulînd deci curentul anodic al lui Th_1) și injectînd curent în grila G_1 a lui Th_1 (vezi figura 2.41).

Funcționarea etajului monostabil se poate urmări în figura 2.43 unde sînt reprezentate formele de undă caracteristice acestui etaj.

În figura 2.43. *a* se prezintă formele de undă la intrările comparatorului din etajul rampei de tensiune (vezi figura 2.41). La momentul t_0 începe impulsul de nul (v_{z16} în figura 2.43. *b*). Creșterea tensiunii v_{Z16} este determinată de parametrii intrinseci ai circuitului și nu poate fi modificată din exterior, decît prin lipsa unui curent de încărcare a lui D_{z16} suficient de mare, situație care poate fi provocată de o sursă de alimentare cu o insuficientă capabilitate de curent (vezi § 2.2.2). La momentul t_1 are loc coincidența tensiunilor v_7 și v_8 ceea ce provoacă bascularea comparatorului și trecerea ieșirii în starea „sus". Această stare va dura pînă la momentul t_3 cînd comparatorul va bascula din nou trecînd în starea „jos". Ca urmare, tensiunea la ieșirea sa v_0, va avea aproximativ forma din figura 2.41. La momentul t_2 are loc terminarea impulsului de nul (vezi figura 2.43. *b*). Este important de înțeles funcționarea tiristorului Th_1 și a tranzistorului Q_{15} în acest interval de timp. Trecerea ieșirii comparatorului în starea „sus" la momentul t_1 anulează comanda pe poarta tiristorului Th_1 dar nu-i poate produce blocarea (ea este dată de saturarea lui Q_8, începută la momentul t_0 și terminată la momentul t_2). Această saturare produce blocarea diodelor D_{11}, D_{12} și deci anularea curentului anodic i_A al tiristorului. În plus blocarea este întărită de injecția de curent în poarta G_1 a tiristorului efectuată de același tranzistor Q_8. Curentul anodic variază ca în figura 2.43.*c*. Durata τ_b în care i_A scade sub curentul de menținere al tiristorului trebuie să fie neapărat mai mică decît intervalul de timp t_2-t_1 deoarece, în caz contrar, nu se poate produce blocarea tiristorului înainte de t_2 compromițînd funcționarea circuitului (după cum se va vedea în continuare). De asemenea mai trebuie subliniat și faptul că intervalul t_2-t_1 al impulsului de nul este determinat de viteza de variație a semnalului de sincronizare pe terminalul 9 și depinde direct de divizorul R_1^e, R_2 (vezi § 2.2.2). τ_b este foarte puțin modificat de circuitul exterior și deci asigurarea unei funcționări corecte este determinată de fixarea unei pante a semnalului de sincronizare care să satisfacă cerința de mai sus. *Deci pentru o funcționare corectă este necesar ca tiristorul să se blocheze înainte de terminarea impulsului de nul.* Anularea curentului i_A produce anularea curentului de bază al lui Q_{15} care se blochează. Curentul i_2^- furnizat de Q_6 (vezi figura 2.41) în timpul impulsului de nul trece inițial prin Q_{15} (cîtă vreme există i_A și deci i_{B15}) dar după blocarea lui Q_{15}, trece prin C_8^e, D_{14}, Q_{16}, Q_{17}, încărcînd capacitatea C_8^e cu o tensiune ΔV_{C8}^e ce se poate calcula astfel:

$$\Delta v_{C8}^e = V_{final}(1 - e^{-t/\tau}) \tag{2.82}$$

unde:

$$V_{final} = V^+ - V_{BE8} - V_{CEsat6} - V_{D13} - V_{D14} - V_{BE16} - V_{BE17}$$

$$V_{final} = V^+ - 5\ V_{BE} - V_{CEsat} \simeq 11\ \text{V}. \tag{2.83}$$

$$\tau = C_8^e R_{17} = 47 \times 10^{-9} \times 680\ \text{s} = 3{,}2\ \mu\text{s} \tag{2.84}$$

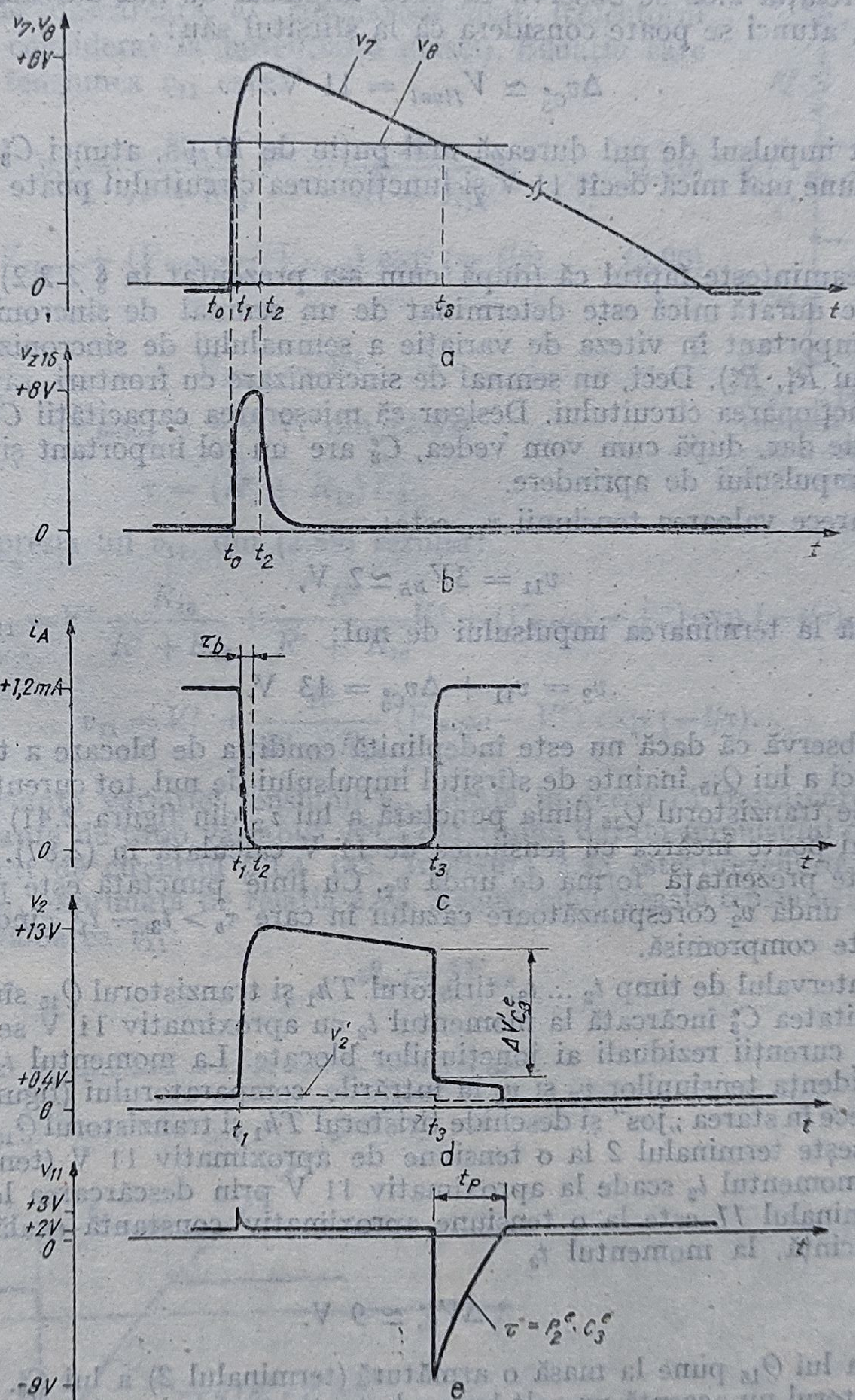


Fig. 2.43. Formele de undă caracteristice etajului monostabil.

În relația 2.84, pentru C_3^e s-a considerat valoarea de 47 nF din schema de aplicație tipică.

Din relația 2.82 se observă că dacă impulsul de nul durează mai mult de 10 μs, atunci se poate considera că la sfîrșitul său:

$$\Delta v_{C_3^e} \simeq V_{final} = 11 \text{ V}. \tag{2.85}$$

Dacă impulsul de nul durează mai puțin de 10 μs, atunci C_3^e se încarcă la o tensiune mai mică decît 11 V și funcționarea circuitului poate fi compromisă.

Se reamintește faptul că (după cum s-a prezentat în § 2.2.2) un impuls de nul de durată mică este determinat de un semnal de sincronizare rapid (un rol important în viteza de variație a semnalului de sincronizare revine divizorului R_1^e, R_2^e). Deci, un semnal de sincronizare cu fronturi rapide poate anula funcționarea circuitului. Desigur că micșorarea capacității C_3^e ar putea fi o soluție dar, după cum vom vedea, C_3^e are un rol important și în fixarea duratei impulsului de aprindere.

Deoarece valoarea tensiunii v_{11} este:

$$v_{11} = 3V_{BE} \simeq 2 \text{ V}, \tag{2.86}$$

rezultă că la terminarea impulsului de nul:

$$v_2 = v_{11} + \Delta v_{C_3^e} = 13 \text{ V}. \tag{2.87}$$

Se observă că dacă nu este îndeplinită condiția de blocare a tiristorului Th_1 și deci a lui Q_{15} înainte de sfîrșitul impulsului de nul, tot curentul i_2^- este preluat de tranzistorul Q_{15} (linia punctată a lui i_2^- din figura 2.41) și deci C_3^e nu se mai poate încărca cu tensiunea de 11 V calculată în (2.87). În figura 2.43.*d* este prezentată forma de undă v_2. Cu linie punctată este prezentată forma de undă v_2' corespunzătoare cazului în care $\tau_b > t_2 - t_1$ cînd funcționarea este compromisă.

În intervalul de timp $t_2 \ldots t_3$, tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15} sînt blocate iar capacitatea C_3^e încărcată la momentul t_2 cu aproximativ 11 V se descarcă lent prin curenții reziduali ai joncțiunilor blocate. La momentul t_3 cînd are loc coincidența tensiunilor v_7 și v_8 la intrările comparatorului (figura 2.43. *a*) acesta trece în starea „jos" și deschide tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15}. Momentul t_3 găsește terminalul *2* la o tensiune de aproximativ 11 V (tensiunea de 13 V la momentul t_2 scade la aproximativ 11 V prin descărcarea lentă a lui C_3^e). Terminalul *11* este la o tensiune aproximativ constantă egală cu 2 V. În consecință, la momentul t_3

$$\Delta V_{C_3^e}' \simeq 9 \text{ V}. \tag{2.88}$$

Saturarea lui Q_{15} pune la masă o armătură (terminalul *2*) a lui C_3^e. Deoarece condensatorul nu acceptă un salt brusc de tensiune, tensiunea de 9 V se menține pe el și după saturarea lui Q_{15}. Aceasta face ca pe terminalul *11* să apară un salt negativ de tensiune (vezi figura 2.43. *e*) de aproximativ 9 V care blochează grupul de tranzistoare Q_{16} Q_{17}.

Descărcarea capacității C_3^e se face acum prin intermediul grupului P_2^e, R_6^e, al rezistenței R_{16} și al tranzistorului saturat Q_{15} (vezi figura 2.41). În figura 2.44 este prezentat circuitul de descărcare al condensatorului (colectorul lui Q_{15} este considerat la potențialul masei). Ecuația care determină tensiunea v_{11} este:

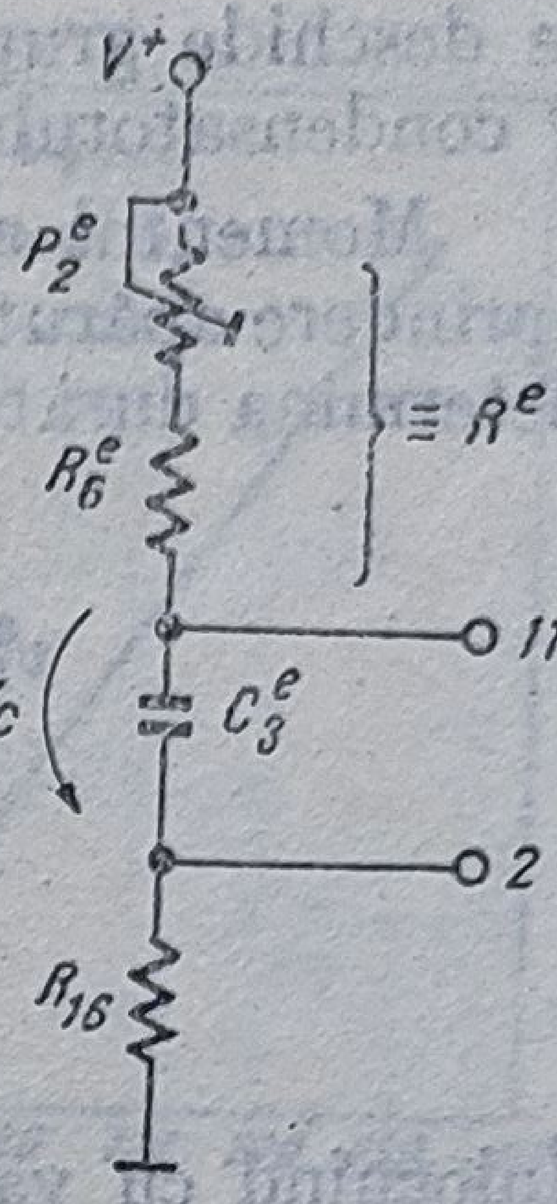


Fig. 2.44. Schema electrică de descărcare a condensatorului C_3^e.

$$v_{11} = \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} v_c \tag{2.89}$$

$$v_c = V_{final} + (V_{inițial} - V_{final}) \exp(-t/\tau) \tag{2.90}$$

unde:

$$V_{final} = V^+$$

$$V_{inițial} = -9 \text{ V, din (2.88)}$$

$$\tau = (R^e + R_{16})\, C_3^e$$

Pentru expresia lui v_{11}, din (2.89) rezultă:

$$v_{11} = V^+ \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} V^+ + (V_{inițial} - V^+) \exp(-t/\tau), \tag{2.91}$$

$$v_{11} = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{inițial} - V^+) \exp(-t/\tau). \tag{2.92}$$

Importanța variației tensiunii v_{11} constă în aceea că descărcarea lui C_3^e prin constanta de timp variabilă $R^e C_3^e$ determină durata impulsului de aprindere generat de circuitul βAA 145. În figura 2.45 este prezentată variația tensiunii v_{11} exprimată de relația 2.92. Atunci cînd această tensiune v_{11} devine egală cu valoarea v_{11}^0:

$$v_{11}^0 = 3V_{BE} \tag{2.93}$$

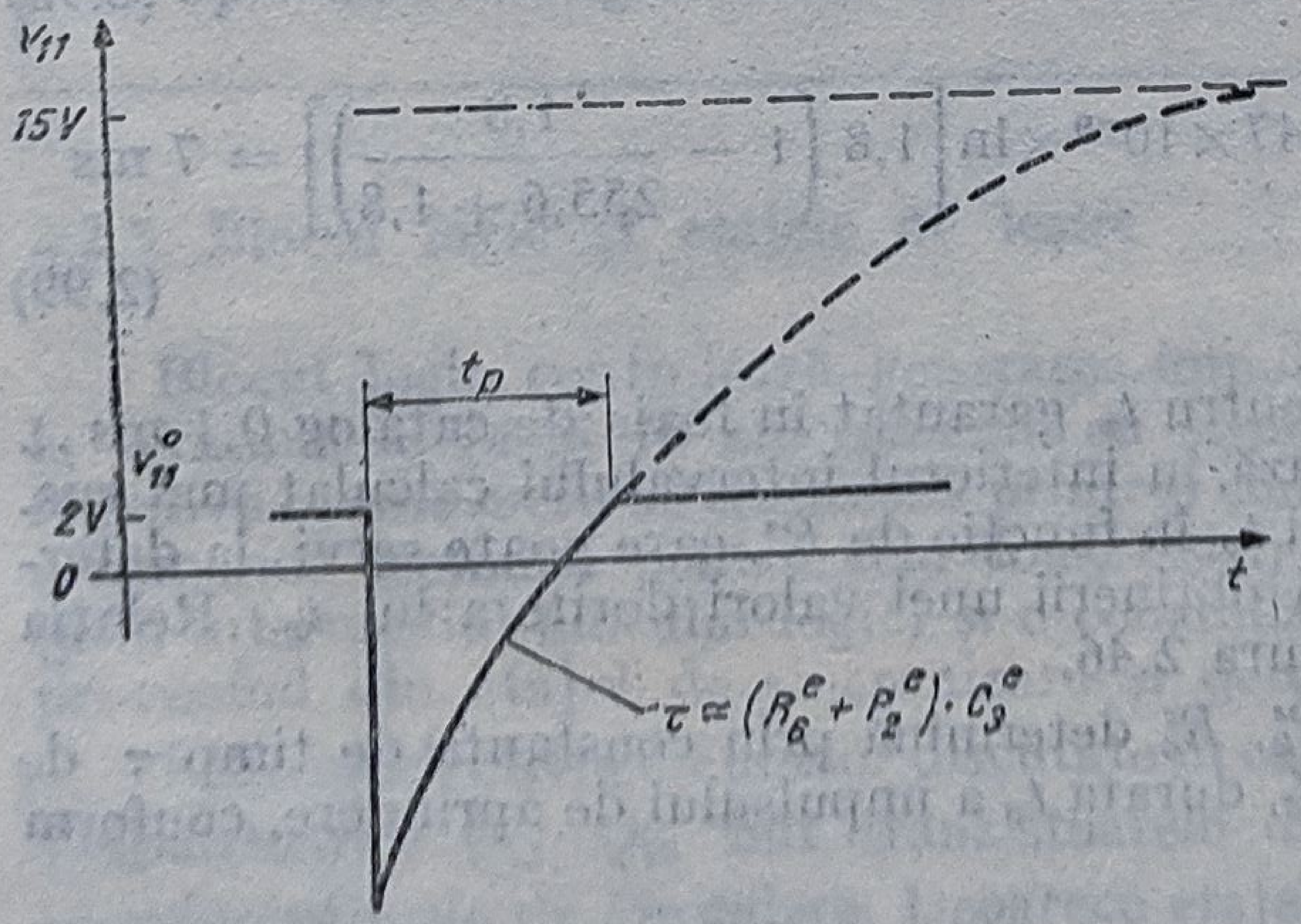


Fig. 2.45. Forma de undă la terminalul *11*.

se deschide grupul D_{14}, Q_{16}, Q_{17} (vezi figura 2.41) şi schema de descărcare a condensatorului din figura 2.44 nu mai este valabilă.

Momentul atingerii valorii v_{11}^0 este momentul terminării impulsului de aprindere apărut la momentul t_3 (vezi figura 2.43). Din (2.92) şi (2.93) se poate determina durata t_p a impulsului de aprindere (vezi figura 2.45):

$$v_{11}^0 = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{inițial} - V^+) \exp(-t_p/\tau), \tag{2.94}$$

$$t_p = \tau \ln\left[\frac{V^+ - V_{inițial}}{V^+ - v_{11}^0} \cdot \frac{R^e}{R^e + R_{16}}\right]. \tag{2.95}$$

Înlocuind cu valorile cunoscute rezultă:

$$t_p = \tau \ln\left(\frac{15+9}{15-2} \frac{R^e}{R^e + R_{16}}\right) = \tau \ln\left(1{,}8 \frac{R^e}{R^e + R_{16}}\right). \tag{2.96}$$

Cu valorile recomandate în schema tipică de aplicație (vezi figura 2.52)

$$C_3^e = 47 \text{ nF}$$
$$R_6^e = 5{,}6 \text{ k}\Omega \tag{2.97}$$
$$P_2^e = 250 \text{ k}\Omega$$

se găsește că:

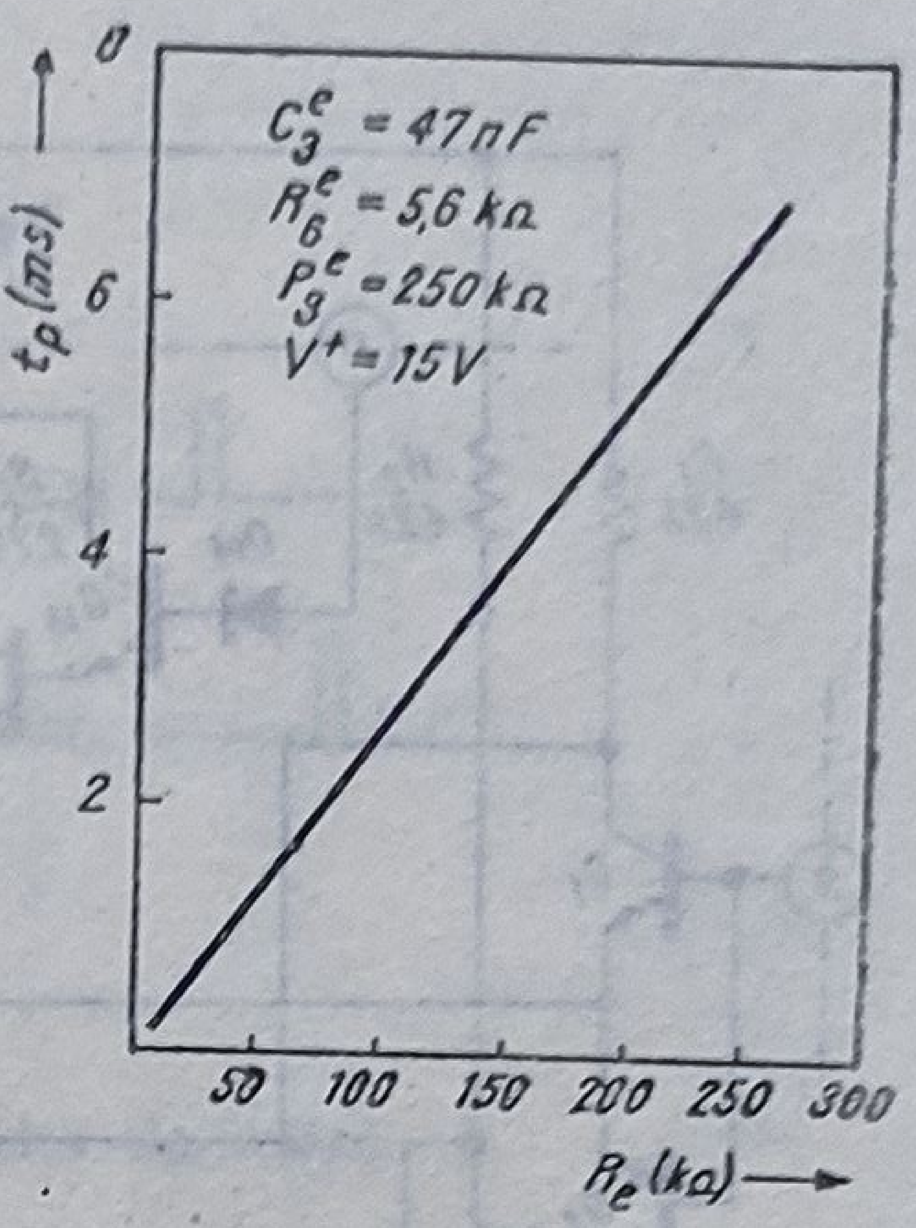
$$t_{p\min} = (5{,}6 + 1{,}8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln\left[1{,}8\left(1 - \frac{1{,}8}{5{,}6 + 1{,}8}\right)\right] = 0{,}086 \text{ ms} \tag{2.98}$$

$$t_{p\max} = (255{,}6 + 1{,}8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln\left[1{,}8\left(1 - \frac{1{,}8}{255{,}6 + 1{,}8}\right)\right] = 7 \text{ ms} \tag{2.99}$$

Se observă că intervalul pentru t_p garantat în foaia de catalog 0,1 ms ... ... 4 ms (vezi § 2.3.1) se plasează în interiorul intervalului calculat mai sus. Se poate acum trasa graficul lui t_p în funcție de R^e, care poate servi la determinarea valorii lui R^e necesară obținerii unei valori dorite a lui t_p. Relația 2.97 conduce la graficul din figura 2.46.

În concluzie, grupul C_3^e, P_2^e, R_6^e determină prin constanta de timp τ de descărcare a condensatorului C_3^e, durata t_p a impulsului de aprindere, conform figurii 2.46.

Fig. 2.46. Dependența t_p (R_e) pentru valorile recomandate în schema tipică de aplicație din figura 2.52.



În legătură cu efectul componentelor P_2^e, R_6^e și C_3^e asupra fiabilității și funcționării circuitului, remarcăm următoarele:

- *scurtcircuitarea sau întreruperea condensatorului C_3^e anulează funcționarea circuitului fără a-l deteriora; defectul se manifestă prin lipsa impulsului de aprindere;*
- *scurtcircuitarea grupului P_2^e, R_6^e defectează catastrofal circuitul prin aplicarea tensiunii V^+ pe grupul de componente D_{14}, Q_{16}, Q_{17} ceea ce determină străpungerea lor;*
- *întreruperea grupului P_2^e, R_6^e conduce la o valoare infinită pentru τ și deci efectul se manifestă prin existența impulsului de aprindere din momentul t_3 și pînă în momentul trecerii prin zero a tensiunii de sincronizare $\left(\text{în acest caz, rezultă } t_p\,[ms] = \varphi \frac{10\text{ ms}}{180°}\right)$ — durata impulsului de aprindere este egală chiar cu durata de conducție a tiristorului);*

2.2.5. Blocul logic și etajele de ieșire

Blocul logic controlează generarea impulsurilor de aprindere alternativ la terminalele *14* și *10* sincronizate cu semialternanțele pozitive, respectiv negative. Acest lucru se realizează printr-o comandă dublă a etajelor de ieșire: o comandă (comună pentru cele două ieșiri) efectuată de etajul monostabil (prin intermediul blocului logic) și o comandă (separată pentru fiecare ieșire) provenind din etajul de sincronizare și detecție (vezi figura 2.8).

Schema electrică a etajelor discutate în continuare este dată în figura 2.47. Tranzistoarele Q_{19}, Q_{20} sînt tranzistoarele de ieșire, în colectoarele cărora apar impulsurile de aprindere. Deoarece etajele de ieșire sînt de tip „colector

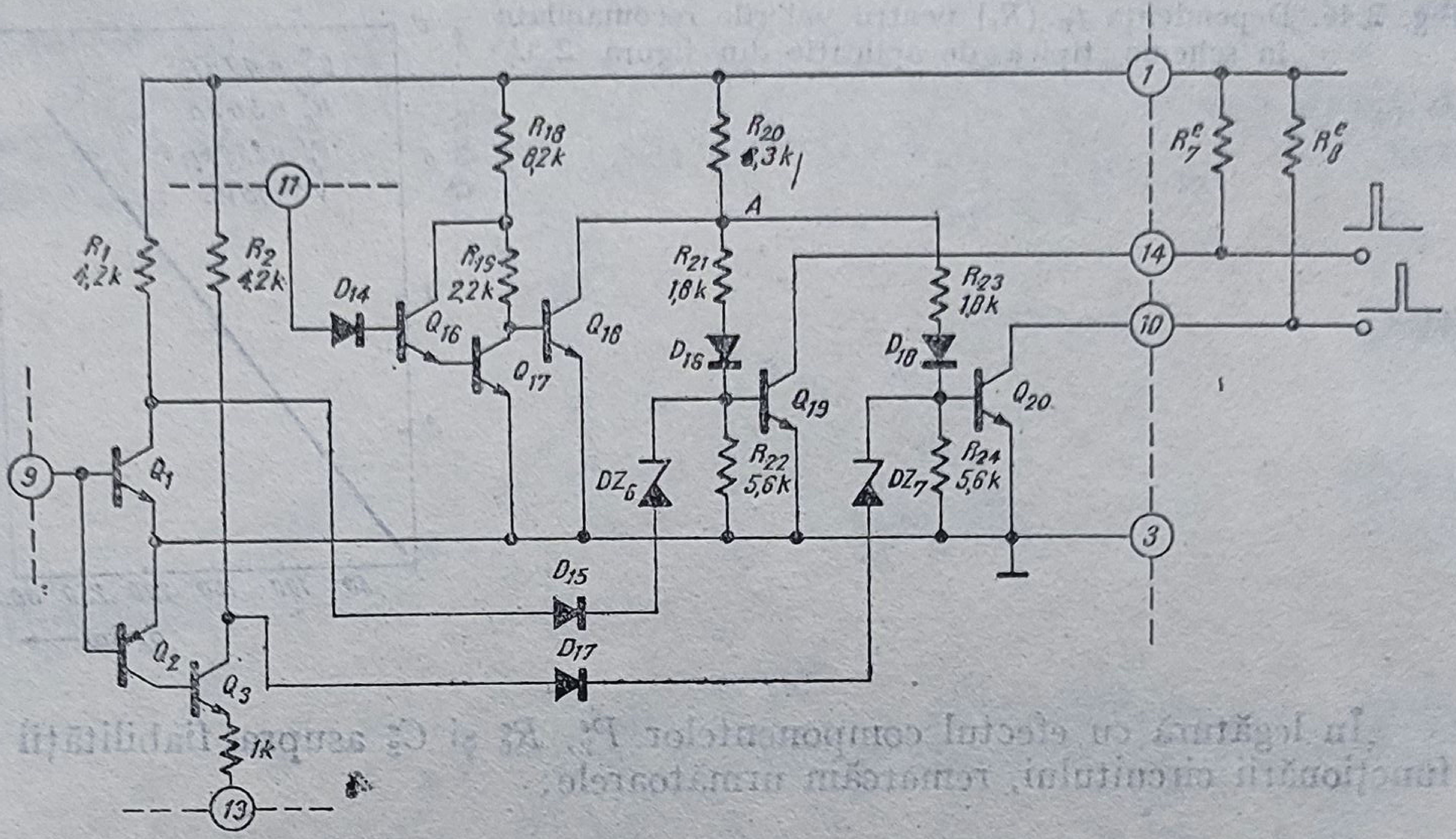


Fig. 2.47. Schema electrică a blocului logic și a etajelor de ieșire.

în gol", pentru obținerea impulsurilor de aprindere este necesară conectarea către V^+ a rezistenței R_7^e în terminalul *14* și a rezistenței R_8^e în terminalul *10*.

Impulsurile la ieșire (terminalul *14* sau *10*) vor apare numai atunci cînd Q_{19} sau Q_{20} vor fi blocate. Altfel, terminalele *14* și *10* sînt la potențial scăzut (V_{CEsat}).

Blocarea tranzistoarelor Q_{19}, Q_{20}, la momentul potrivit (care corespunde apariției impulsului de aprindere) și menținerea lor în stare blocată un timp t_p (care corespunde duratei impulsului de aprindere) este controlată de blocul logic constituit din D_{14}, Q_{16}, Q_{17}, Q_{18}. Distribuția impulsurilor pe ieșirea *14* în cazul semialternanței pozitive și pe ieșirea *10* în cazul semialternanței negative este controlată de blocul de sincronizare (vezi § 2.2.2) reprezentat în figura 2.47 de Q_1, Q_2, Q_3. Se observă că în timpul semialternanței pozitive pe terminalul 9, Q_2 este blocat astfel încît prin R_2, D_{17}, DZ_7 se injectează permanent curent în baza lui Q_{20} (saturîndu-l) ceea ce face ca la terminalul *10* să nu poată apare impuls de aprindere. Exact în același mod se împiedică generarea de impuls pe terminalul *14* în timpul semialternanței negative. De fapt diodele D_{15}, D_{17} pot fi privite ca niște porți de validare a impulsurilor de aprindere a căror durată și moment de apariție sînt controlate de terminalul *11* conform celor prezentate în § 2.2.4. Se observă ușor modul în care se realizează aceasta: apariția unui impuls negativ pe terminalul *11* blochează Q_{16}, Q_{17}, saturînd prin intermediul lui R_{19} tranzistorul Q_{18} care pune la masă nodul *A* (vezi figura 2.47). Dintre tranzistoarele Q_{19}, Q_{20} se va bloca acela care nu va primi curent în bază nici pe calea D_{15}, D_{17} (din etajul de sincronizare).

În figura 2.48 este prezentată schematic, prin intermediul unor comutatoare controlate, funcționarea etajului prezentat. Comutatorul K_1, comandat de

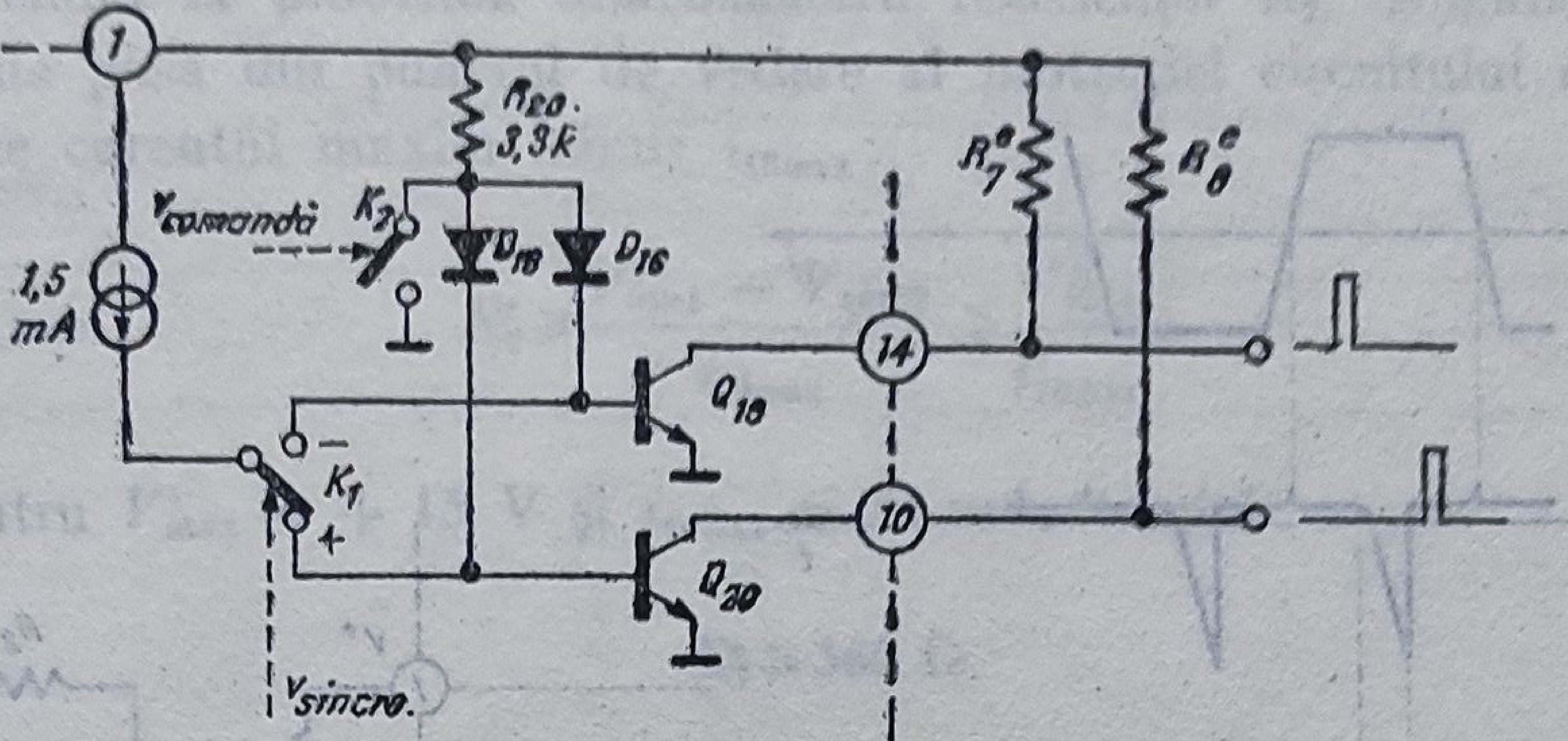


Fig. 2.48. Schema logică de funcționare a etajelor de ieșire.

$v_{sincronizare}$, semnifică etajul de sincronizare care comută succesiv sursa de curent de 1,5 mA cînd pe baza lui Q_{19} (pe durata semialternanței negative) cînd pe baza lui Q_{20} (pe durata semialternanței pozitive). Comutatorul K_2 este închis de $v_{comandă}$ în momentul t_3 (vezi figura 2.43) în care trebuie să apară impulsul de aprindere și rămîne închis un timp egal cu t_p (vezi figura 2.43).

Deci putem sintetiza ceea ce înseamnă o funcționare corectă:

K_2 \ K_1	poziția +	poziția −
acționat	— impuls pozitiv pe terminalul *14* — lipsă impuls pe terminalul *10*	— impuls pozitiv pe terminalul *10* — lipsă impuls pe terminalul *14*
neacționat	— lipsă impulsuri	— lipsă impulsuri

Formele de undă la ieșirile *14* și *10* ale circuitului integrat β*AA145* sînt prezentate în figura 2.49. În ceea ce privește dimensionarea rezistențelor R_7^e și R_8^e trebuie să se țină seama de faptul că ele asigură curentul de aprindere i_{GT} (vezi figura 2.50) al tiristorului Th_1^e.

În perioadele de timp în care nu se generează impuls, tranzistorul Q_{19} este saturat și preia curentul din R_7^e. Pentru protecție la străpungerea termică a tranzistorului Q_{19} este de dorit un curent i_{19} cît mai mic (valoarea limită absolută este de 50 mA). Pentru o comandă fermă a aprinderii tiristorului Th_1^e este de dorit un curent i_{GT} cît mai mare (minim 25 mA pentru un tiristor de 1 A).

Acestea sînt condiții contradictorii deoarece prima dintre ele implică o valoare mare pentru R_7^e iar a doua, o valoare mică pentru R_7^e. Chiar dacă există o valoare a lui R_7^e care satisface ambele condiții de mai sus, apare o altă problemă, legată de caracteristica de saturație a tranzistorului Q_{19}

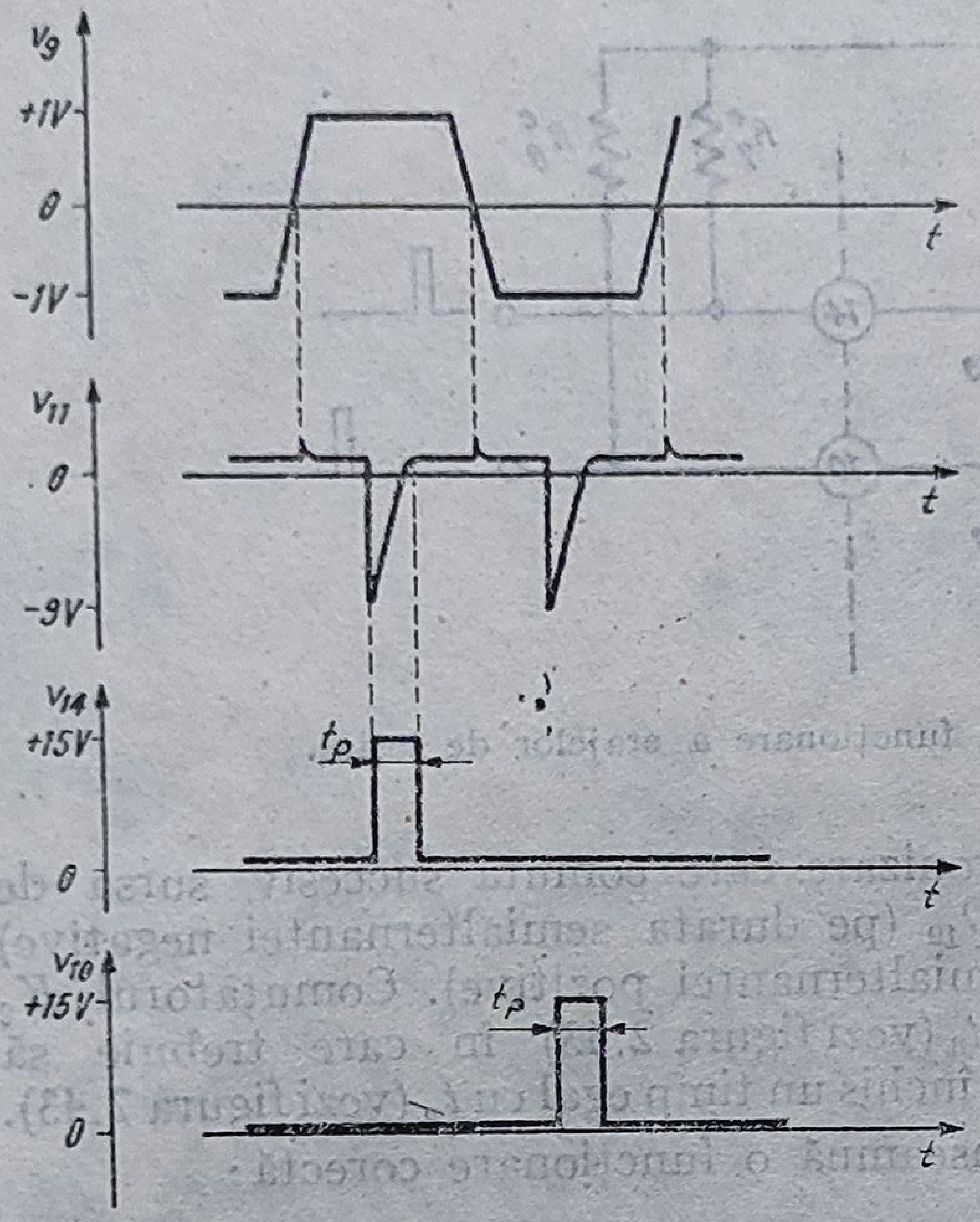


Fig. 2.49. Formele de undă caracteristice etajelor de ieșire.

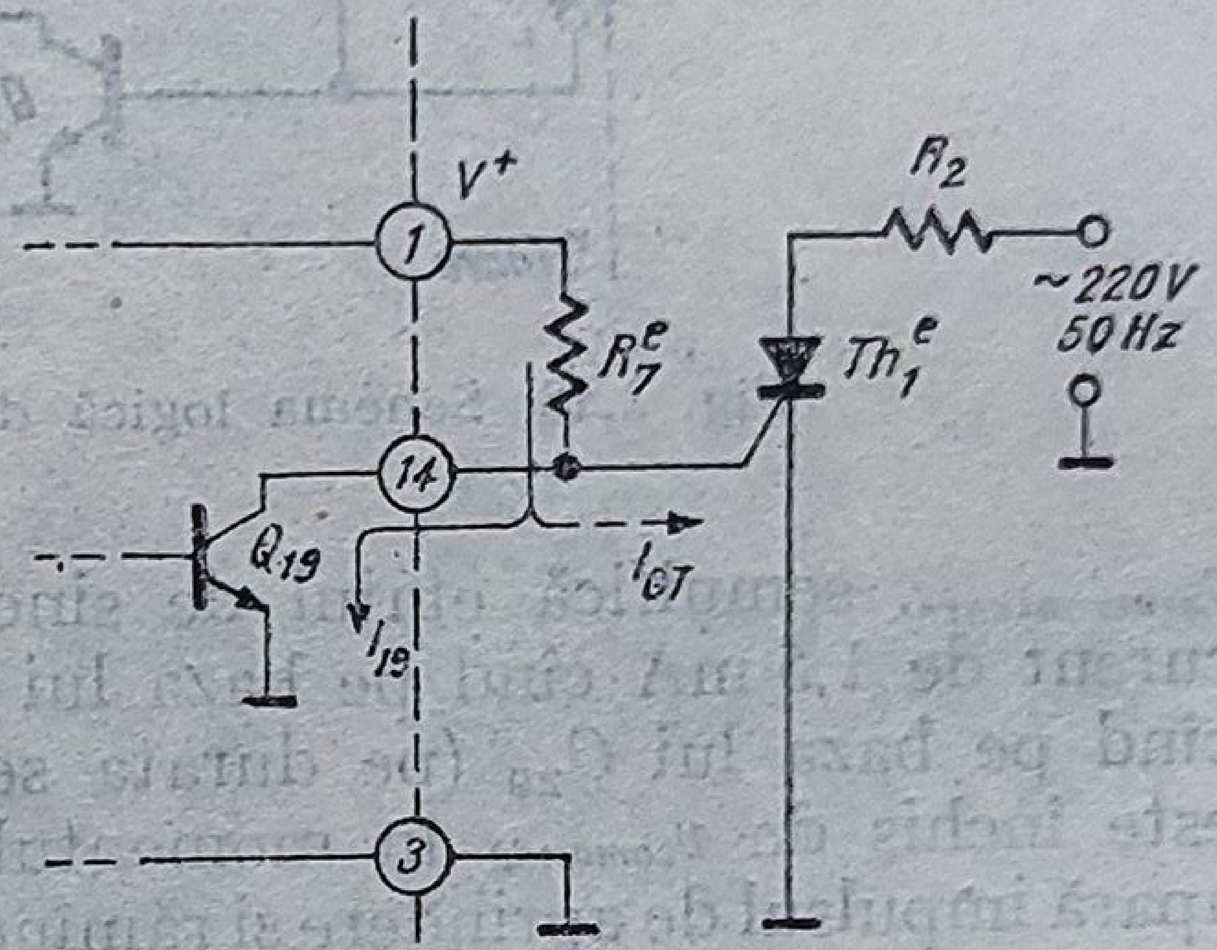


Fig. 2.50. Comanda directă a unui tiristor *(nu se recomandă, vezi text)*

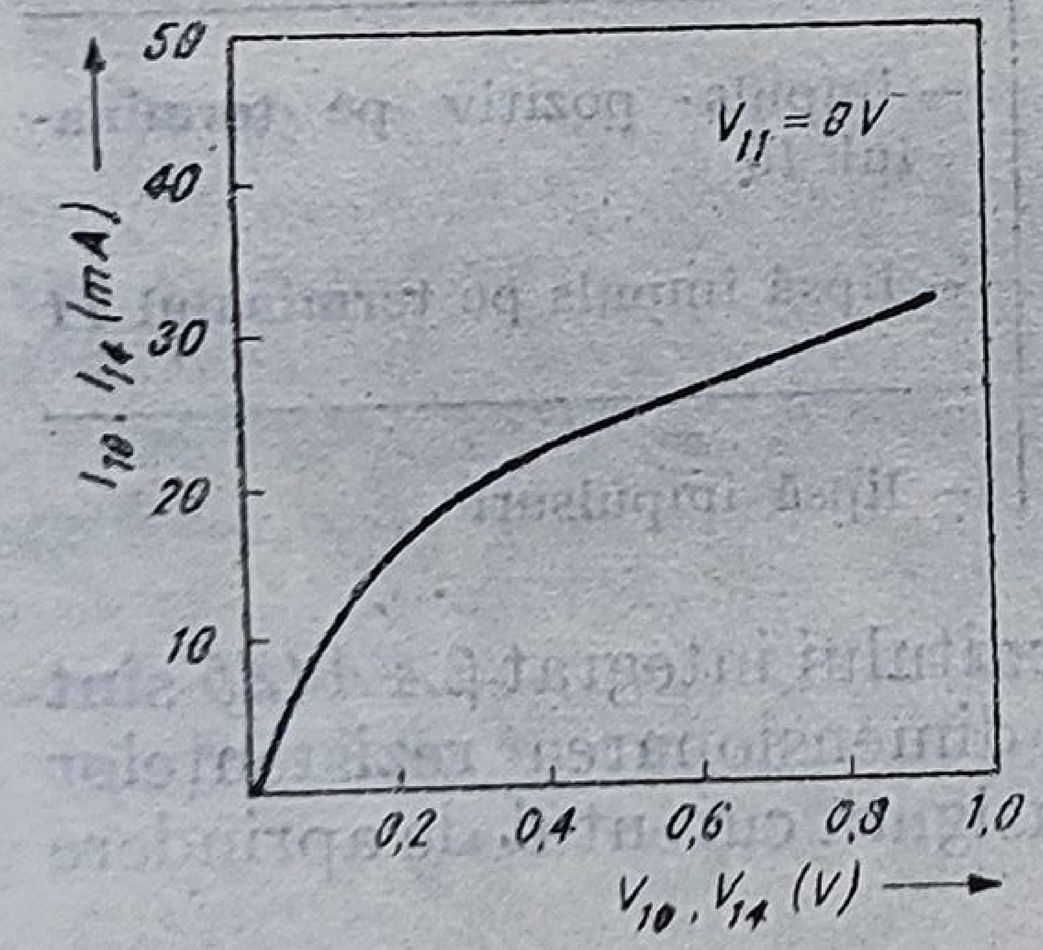


Fig. 2.51. Caracteristica de saturație a tranzistoarelor de ieșire.

(vezi figura 2.51). Se observă că la un curent de saturație de 25 mA corespunde o tensiune de saturație de 0,6 V. Aceasta este tensiunea care se aplică pe poarta tiristorului în perioada de timp în care acesta trebuie să fie blocat, dar blocarea tiristorului la această tensiune nu se poate garanta (parametrul de catalog ce caracterizează tiristorul din acest punct de vedere este V_{GNT} și valoarea lui maximă pentru majoritatea tipurilor de tiristoare-triace este 0,2 ... 0,3 V). Din aceste motive *nu se recomandă comanda directă prezentată în figura 2.50.*

Revenind la problema dimensionării rezistenței R_7^e, singura condiție ce trebuie pusă din punctul de vedere al protecției circuitului este aceea legată de curentul maxim admis $i_{19\max}$:

$$R_7^e \geqslant \frac{V_{\max}^+ - V_{\text{sat19}}}{i_{19\max}} \geqslant \frac{V_{\max}^+}{i_{19\max}}.$$

Pentru $V_{\max}^+ = +15$ V și $i_{19max} = 50$ mA, rezultă:

$$R_7^e \geqslant 360\ \Omega. \tag{2.100}$$

Analog, rezultă condiția și pentru ieșirea *10*:

$$R_8^e \geqslant 360\ \Omega. \tag{2.101}$$

În ceea ce privește influența acestor rezistențe asupra funcționării și fiabilității circuitului, rezultă imediat următoarele observații:

- *întreruperea uneia din rezistențele R_7^e sau R_8^e împiedică obținerea impulsurilor de aprindere pe o ieșire (deci pe o semialternanță) fără a defecta circuitul integrat;*
- *scurtcircuitarea uneia din rezistențele R_7^e sau R_8^e provoacă distrugerea termică a tranzistoarelor de ieșire Q_{19} sau Q_{20} (vezi figura 2.47) din circuitul integrat și în funcție de schema de aplicație folosită poate conduce la existența permanentă, pe toată durata unei semialternanțe, a impulsului de aprindere. Comanda puterii din sarcina din circuitul anodic este compromisă.*

2.3. Parametri

2.3.1. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului βAA 145 sînt sintetizate în Tabelul 2.1.

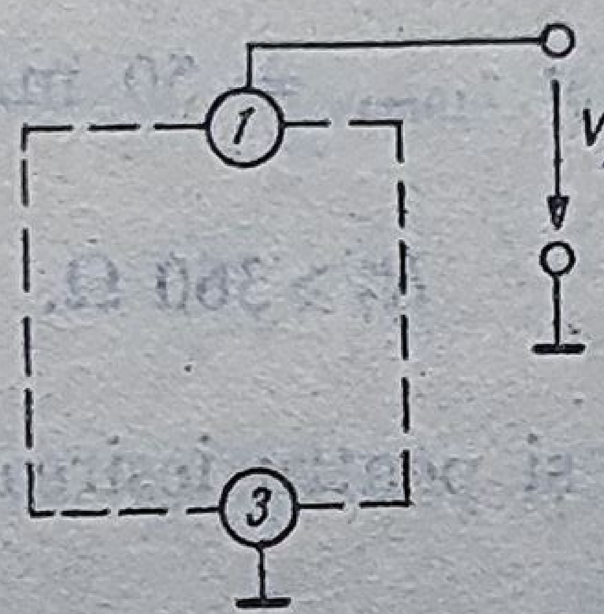
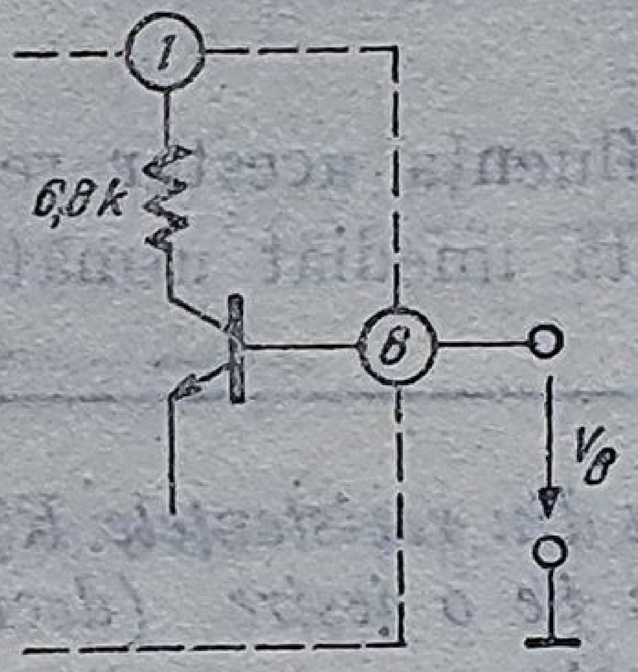
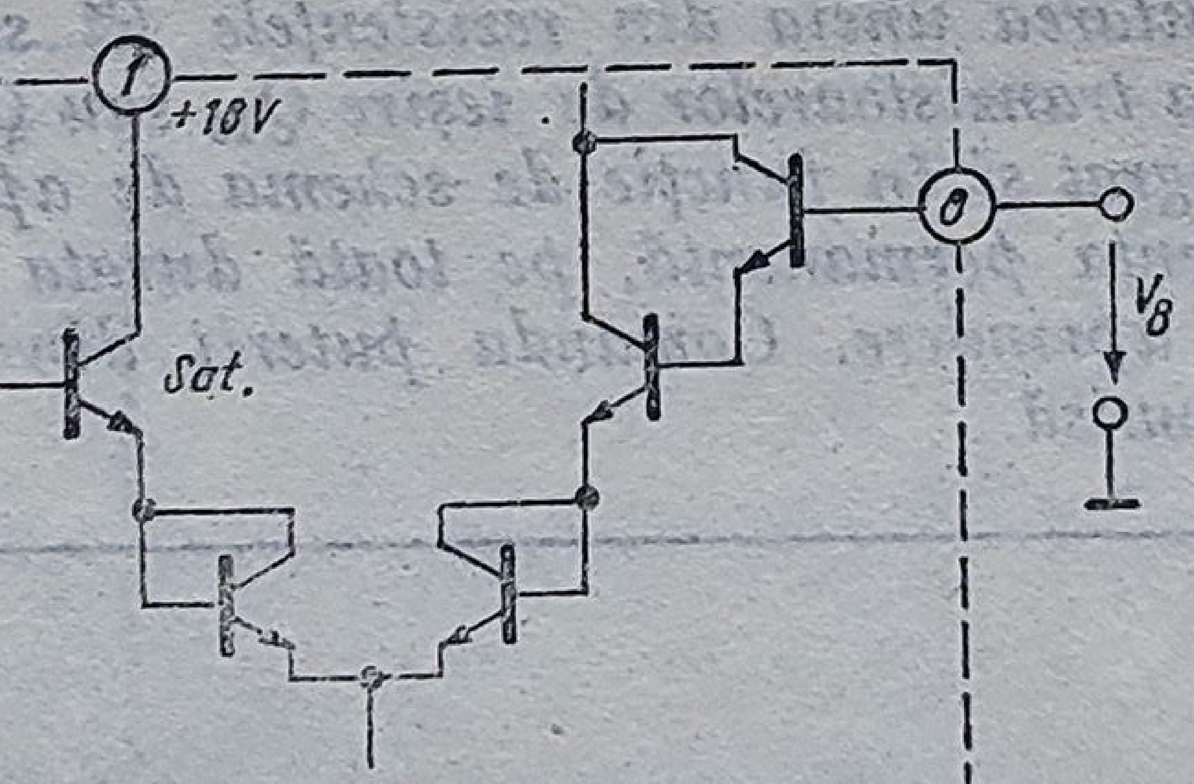
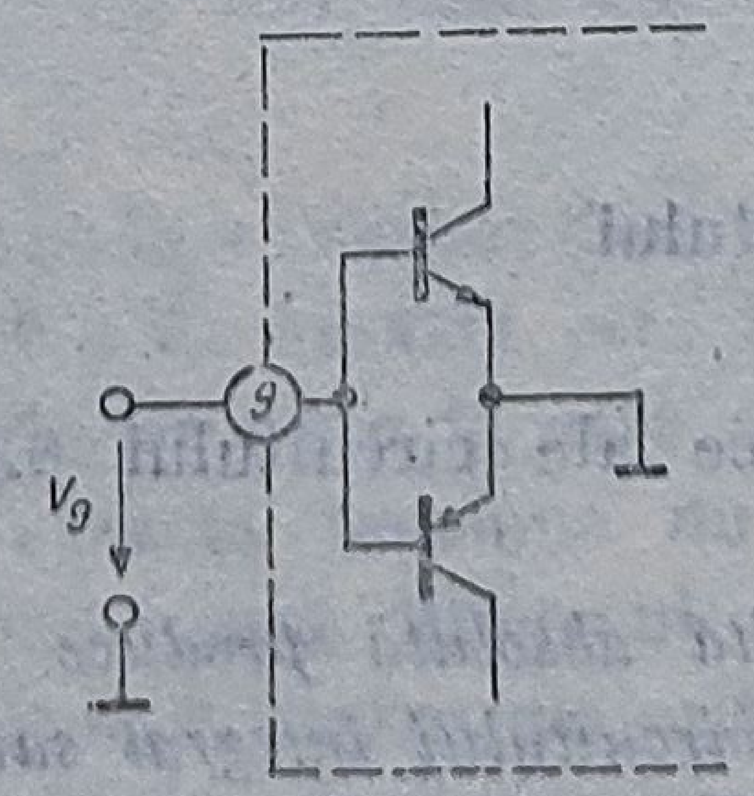
Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă, a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

Tabelul 2.1

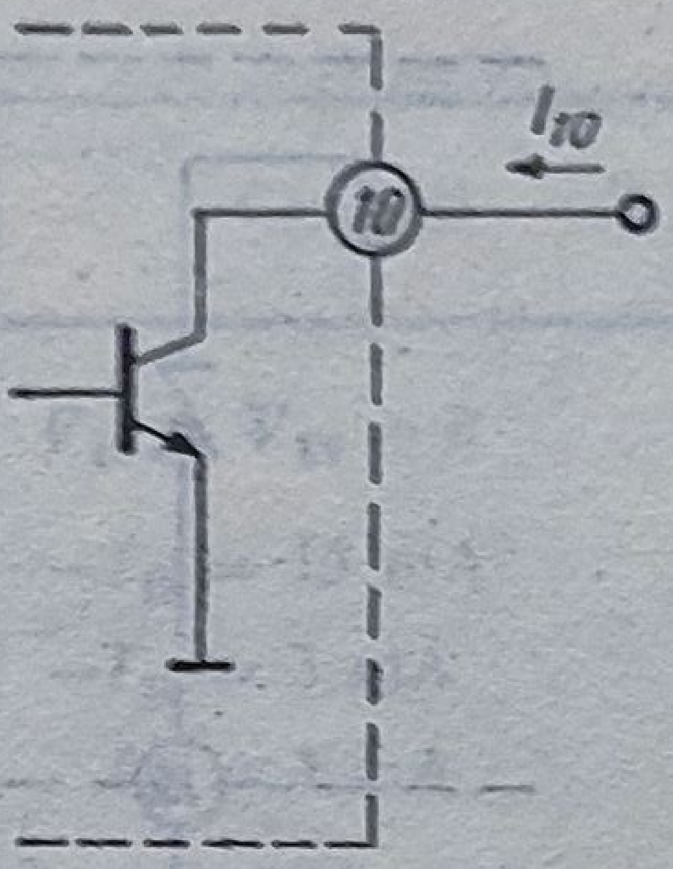
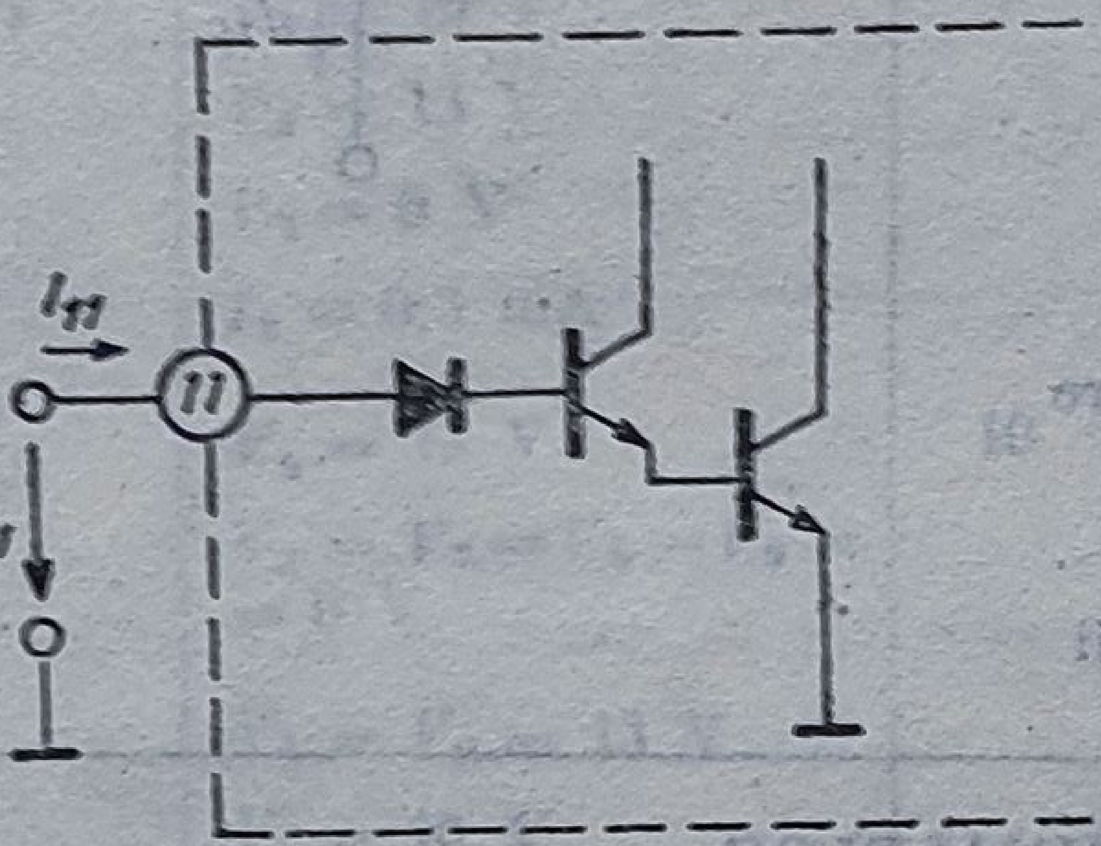
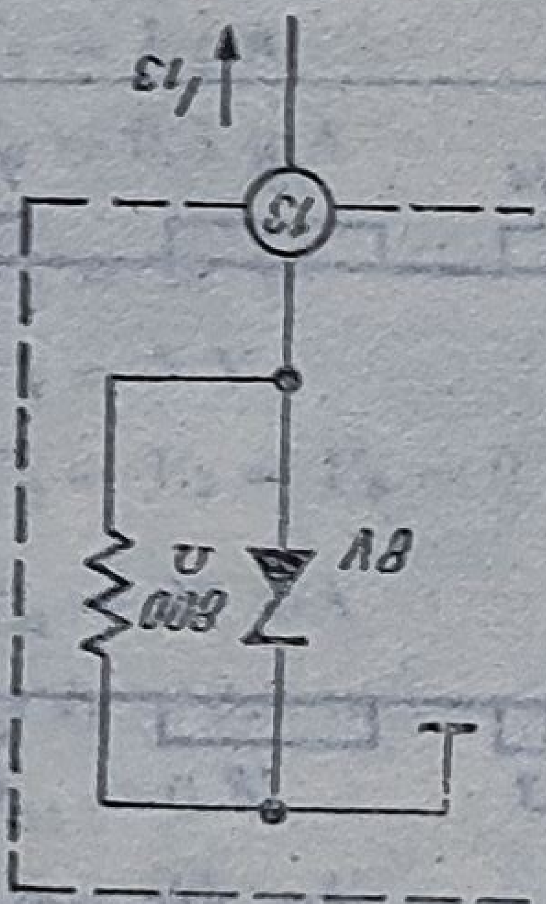
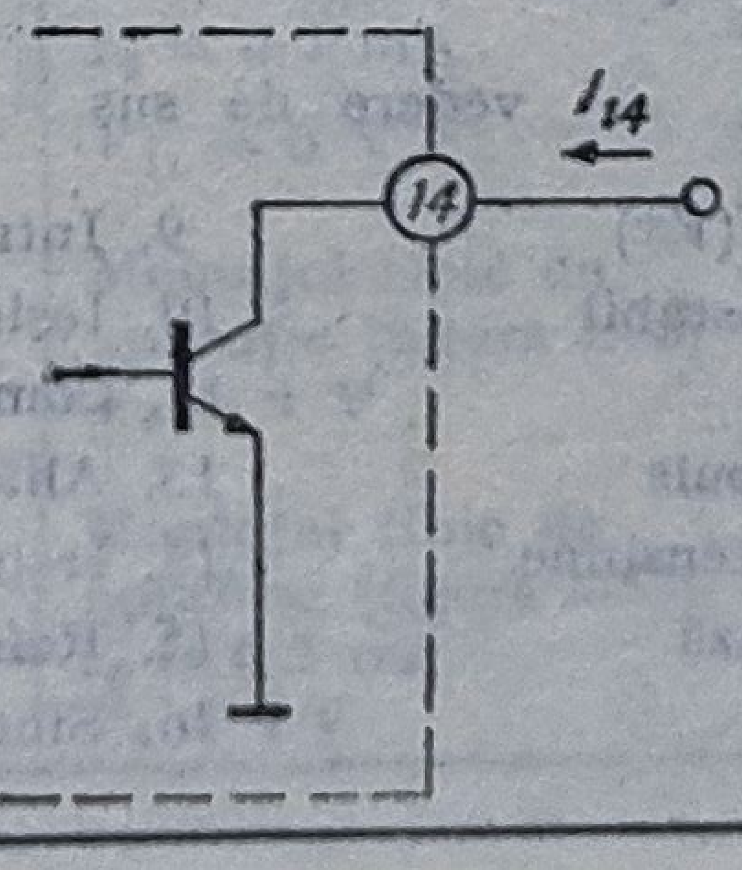
βAA 145

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor

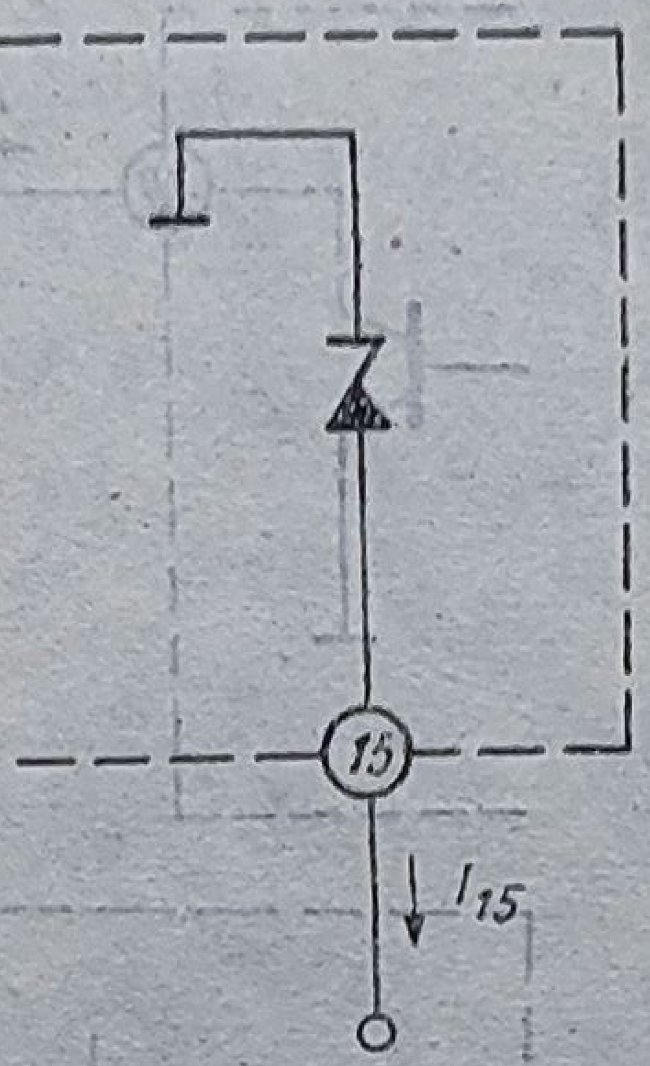
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile se consideră față de masă — terminalul *3*)

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
1		$V_{1max} = 18$ V
8		$V_{8max} = V_1$
		$V_{8min} = -5$ V
9		$\lvert I_9 \rvert_{max} = 20$ mA

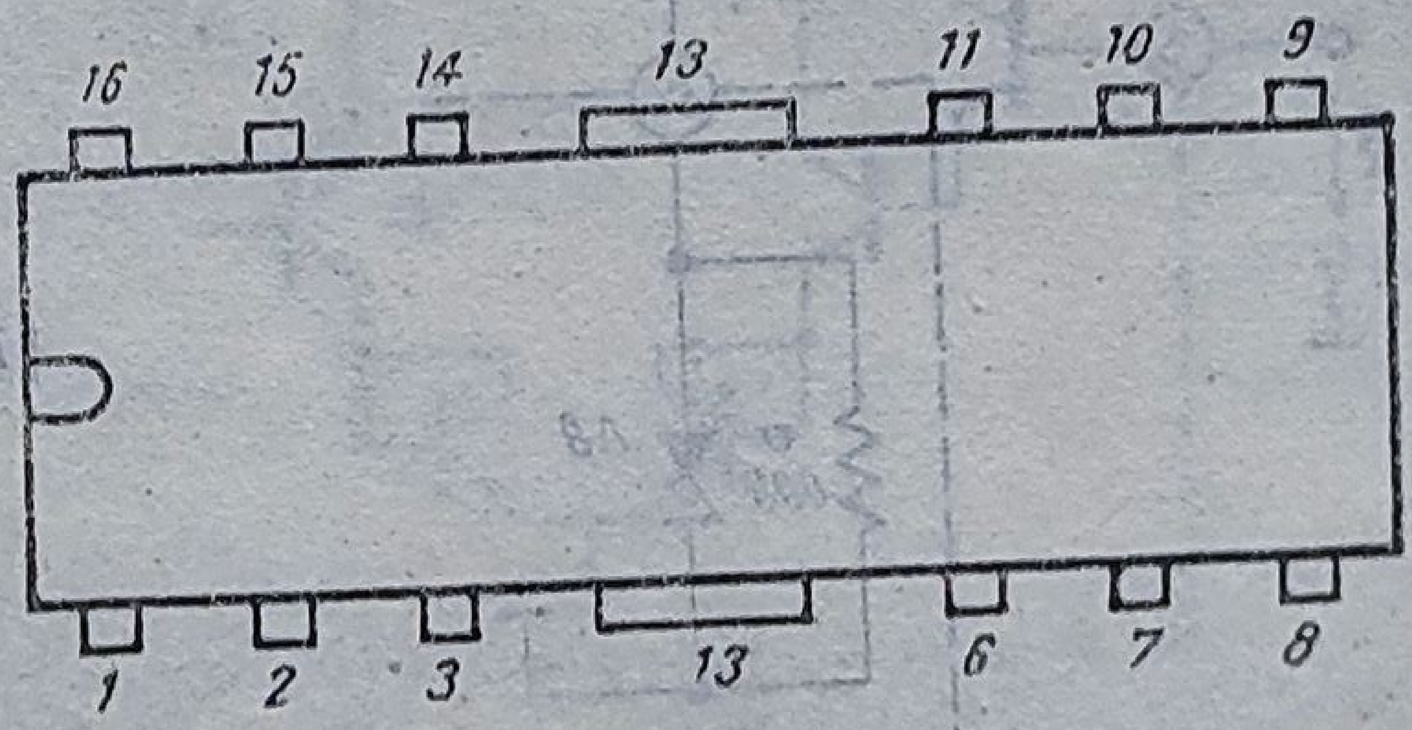
Tabelul 2.1 (continuare)
βAA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
10		I_{10max} = 100 mA
11		I_{11max} = 10 mA V_{11max} = 3 V
13		$\|I_{13}\|_{max}$ = 25 mA
14		I_{14max} = 100 mA

Tabelul 2.1. (continuare)
βAA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
15		$\lvert I_{15}\rvert_{max} = 5$ mA
Putere disipată		550 mW
Temperatura de stocare		−25°C ... +125°C
Temperatura de funcționare		− 10°C ... +70°C
Temperatura joncțiunii		125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula *CB* 145 *(TABS A)*

vedere de sus

1. Alimentare (V^+)
2. Ieșire monostabil
3. Masă
6. Blocare impuls
7. Rampă de tensiune
8. Comandă fază
9. Intrare de sincronizare
10. Ieșire
11. Comandă durată
13. Alimentare (I^-)
14. Ieșire
15. Referință de tensiune
16. Sincronizare paralel

Tabelul 2.1 (continuare

BAA 145

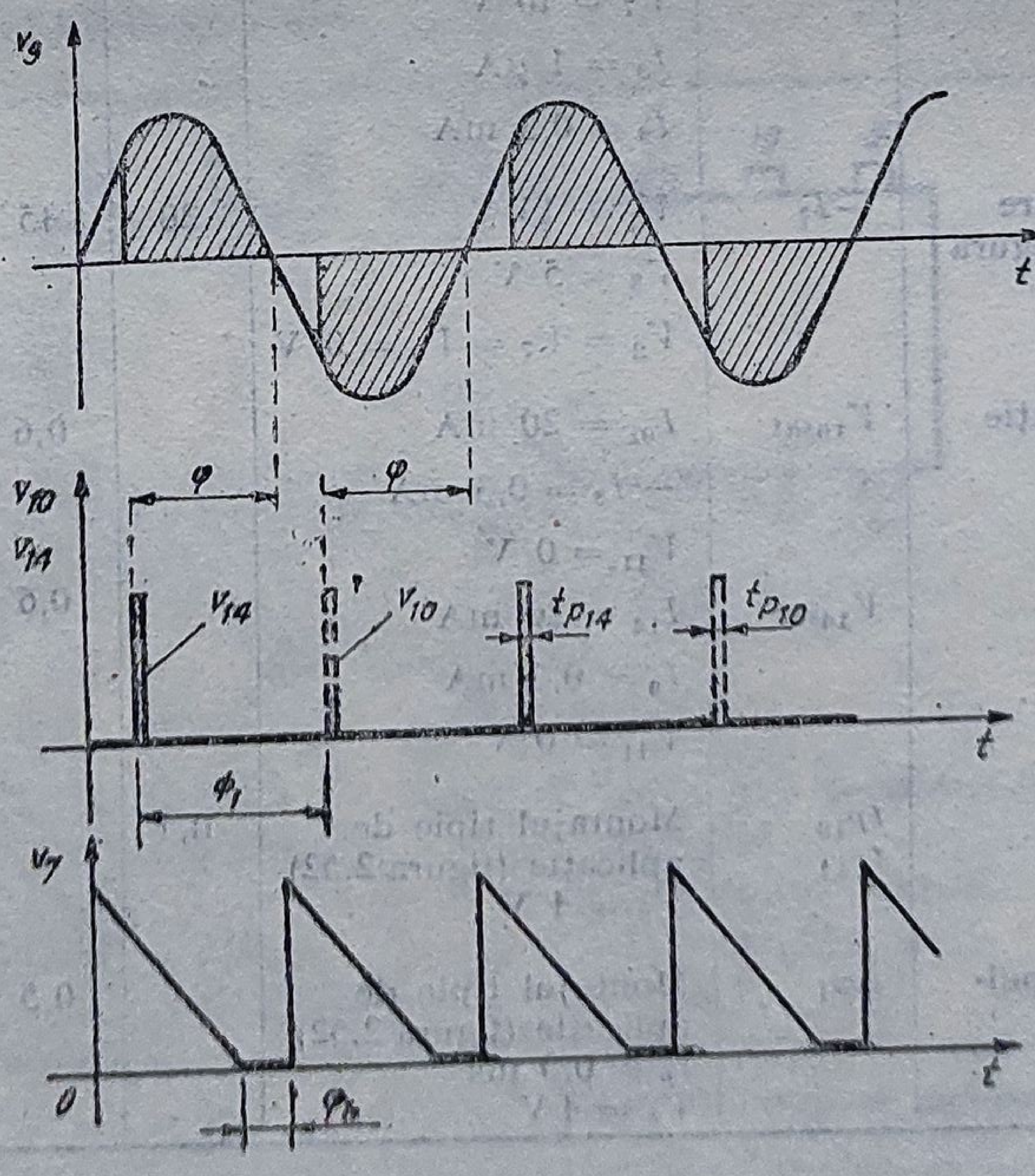
CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_A = 25°C$, punctul de referință — terminalul 3)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I_1	$V_{10} = V_{14} = 0$	12	25	30	mA
Tensiuni de referință	$-V_{13}$	$-I_{13} = 15$ mA	7	8	9	V
	$-V_{15}$	$-I_{15} = 3$ mA	7	8	9	V
	V_{16}	$I_{16} = 3$ mA	7	8	9	V
Curentul de comandă a fazei	I_8	$V_1 = 16$ V $V_8 = 13$ V $V_7 = 0$ V $I_9 = 0{,}3$ mA		0,01	1	μA
Curentul de încărcare pentru C_3^e (vezi figura 2.52)	$-I_2$	$V_1 = 13$ V $V_2 = V_7 = V_8 = V_9 = = 0$ V	10	17	40	mA
Curentul de descărcare pentru C_3^e (vezi figura 2.52)	I_2	$V_1 = V_2 = 13$ V $V_7 = 10$ V $I_8 = 1$ μA $I_9 = 0{,}3$ mA		5		mA
Curentul de încărcare pentru C_2^e (vezi figura 2.52)	$-I_7$	$V_1 = 13$ V $V_8 = 5$ V $V_2 = V_7 = V_9 = 0$ V	20	45	60	mA
Tensiunea de saturație la ieșire	V_{10sat}	$I_{01} = 20$ mA $-I_9 = 0{,}3$ mA $V_{11} = 0$ V		0,6	1	V
	V_{14sat}	$I_{14} = 20$ mA $I_9 = 0{,}3$ mA $V_{11} = 0$ V		0,6	1	V
Durata impuls (*Nota* 1 și 2)	t_{P10} t_{P14}	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $V_8 = 4$ V	0,1		4	m
Asimetria dintre impulsuri (*Nota* 1 și 3)	$\Delta\varphi_I$	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0{,}5$ ms $V_8 = 4$ V		0,5	3	grade

Tabelul 2.1 (continuare)
βAA 145

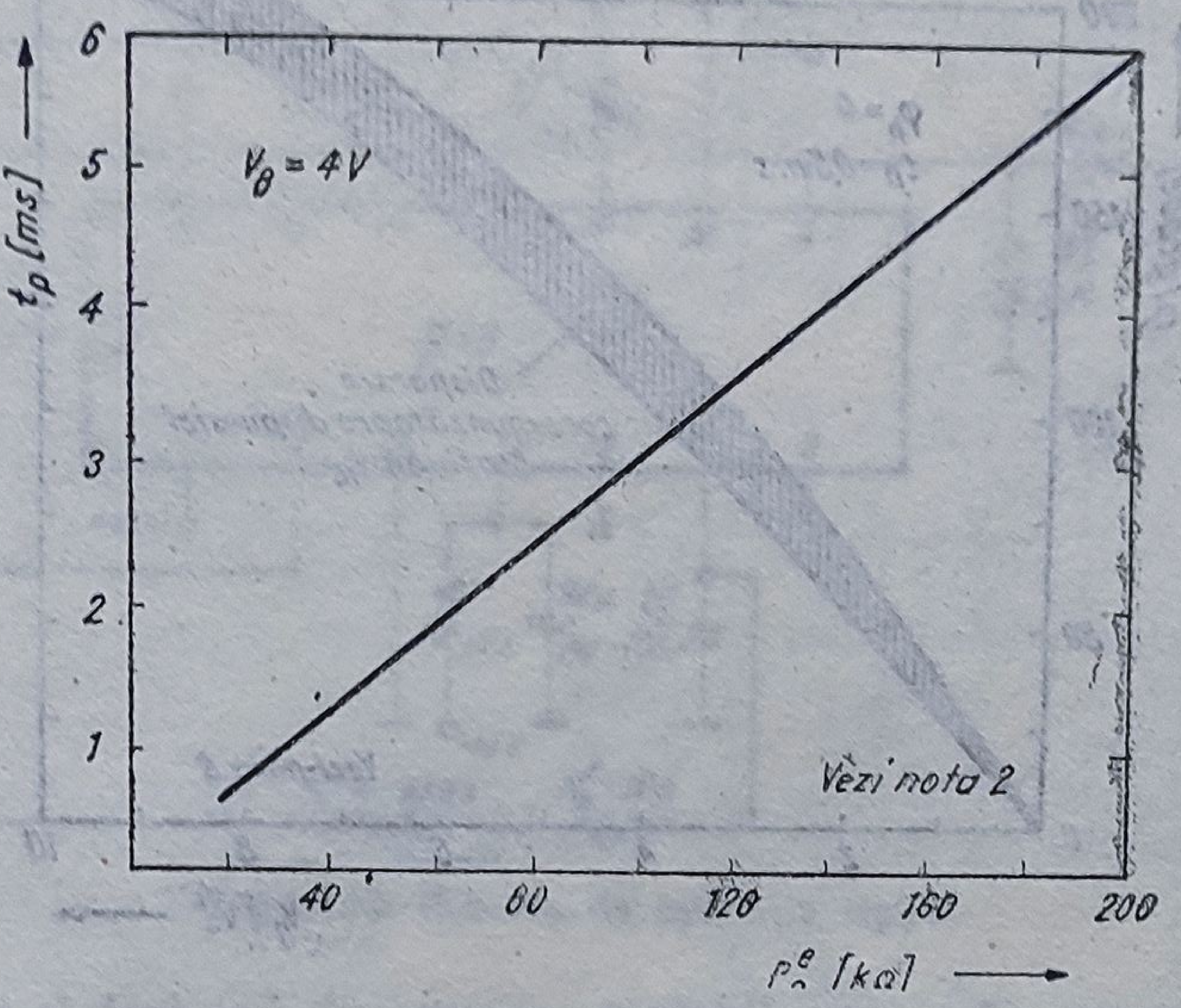
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Asimetria între două circuite (*Nota* 1 și 4)	$\Delta\varphi_{II}$	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0{,}5$ ms $V_8 = 4$ V $V_{16} = 7{,}2$ V		1,8	3	grade
Unghiul minim de conducție *Nota (1 și 5)*	φ_h	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0{,}5$ ms $V_8 = 0{,}2$ V	0		160	grade
Unghi de conducție (*Nota 1 și 6*)	φ	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) (figura 2.52) $t_p = 0{,}5$ ms	φ_h		177	grade

***Nota* 1.** Semnificațiile parametrilor dinamici ai circuitului rezultă din figura de mai jos.



Tabelul 2.1 (continuare)

Nota 2. Durata impulsului variază în funcție de valoarea potențiometrului P_8^e (vezi figura de mai jos).



Nota 3. Asimetria dintre impulsurile corespunzătoare celor două semialternanțe este definită de relația

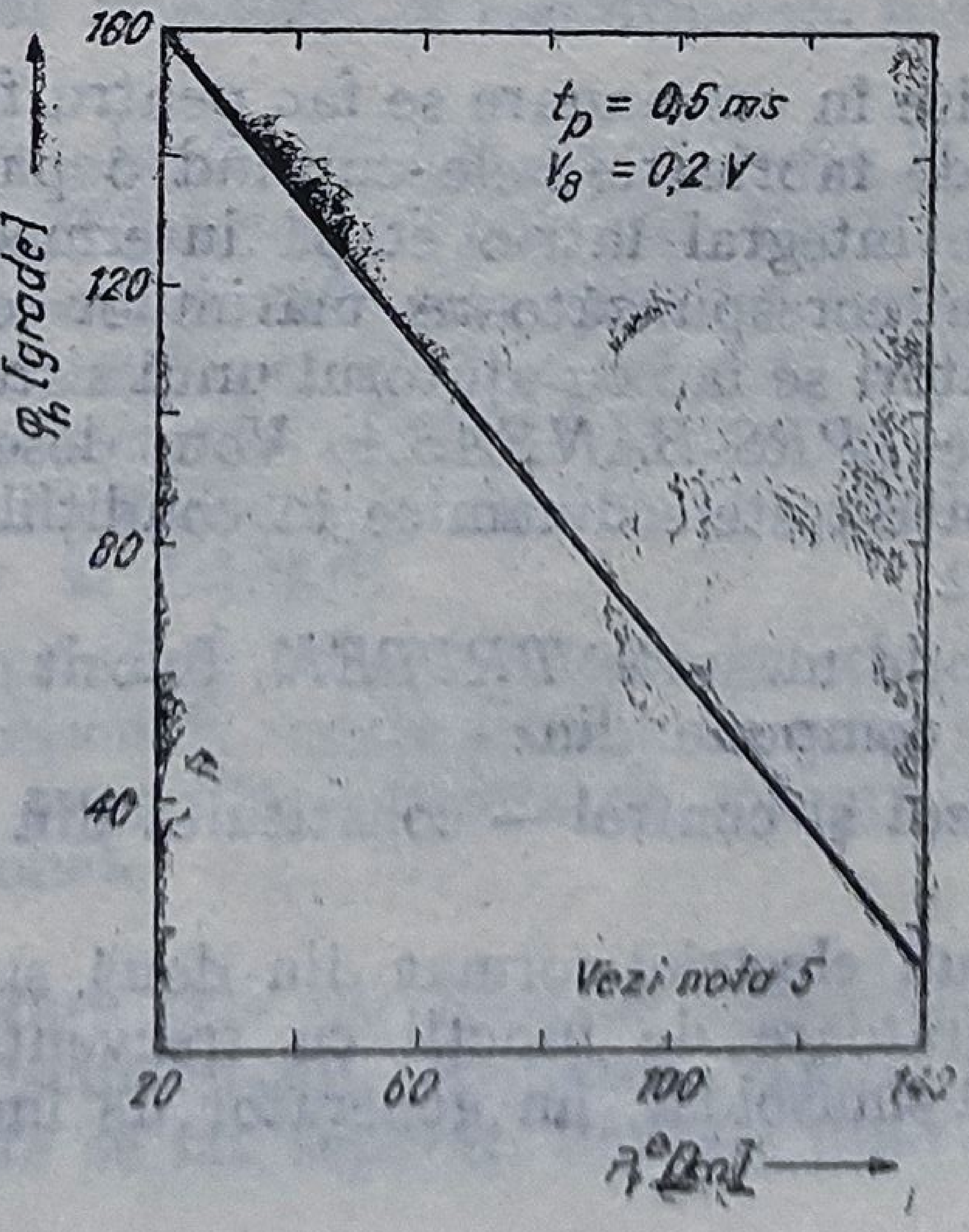
$$\Delta\varphi_I = 180° - \Phi_1$$

unde Φ_I este definit în figura de la *Nota 1*.

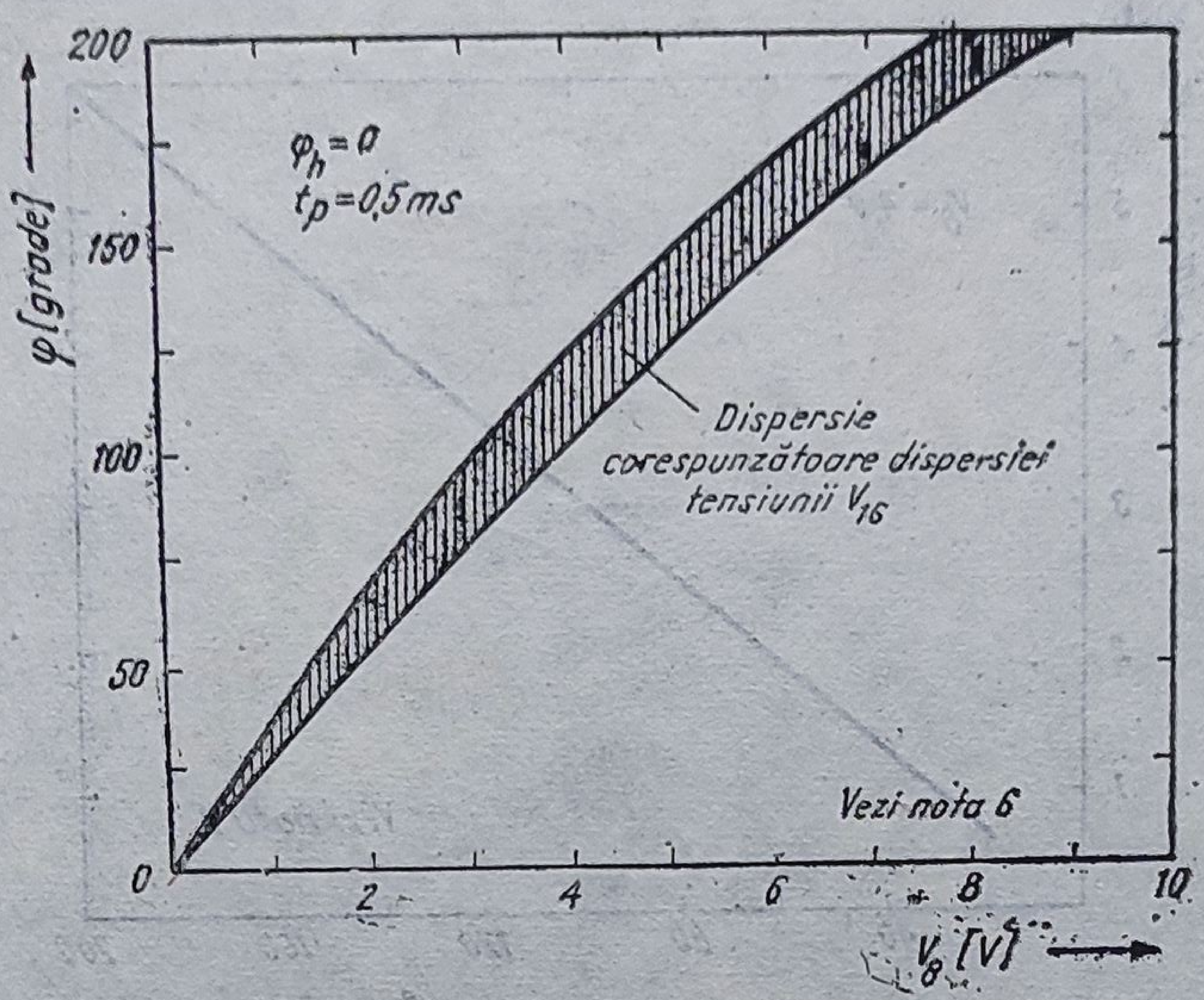
Nota 4. Dacă φ_1 este unghiul de conducție corespunzător circuitului 1 și φ_2 este unghiul de conducție corespunzător circuitului 2, atunci

$$\Delta\varphi_{II} = |\varphi_1 - \varphi_2|$$

Nota 5. Unghiul minim de conducție (vezi § 2.2.3) variază în funcție de valoarea potențiometrului P_1^e ca în figura de mai jos.



Nota 6. Unghiul de conducţe variază în funcţie de valoarea tensiunii pe terminalul 8 ca în figura de mai jos.



CARACTERISTICI TERMICE		
Rezistenţa termică joncţiune-ambiant	$R_{th,\,j-a}$	100°C/W

2.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurătorile descrise în continuare se fac pentru fiecare circuit în parte, la sfîrşitul procesului de fabricaţie; ele cuprind o parte din testele statice (care au fost efectuate integral într-o etapă intermediară de fabricaţie) şi toate testele dinamice corespunzătoare mărimilor electrice garantate de catalog. Aceste măsurători se fac cu ajutorul unui sistem automat de testare proiectat şi realizat de *IPRS-BĂNEASA*. Vom descrie sistemul şi măsurătorile care includ toate testele dinamice în condiţiile schemei de aplicaţie tipică din figura 2.52.

Sistemul automat de măsură, *TRITEK*, folosit pentru măsurarea circuitului β*AA*145 se compune din:

— **unitatea de calcul şi control** — constituită din calculatorul de birou Tektronix — 31;

— **grupul de stimuli electrici** format din două surse de tensiune programabile, două generatoare de funcţii cu frecvenţă programabilă, două generatoare de semnal sinusoidal, un generator de impulsuri neprogramabil

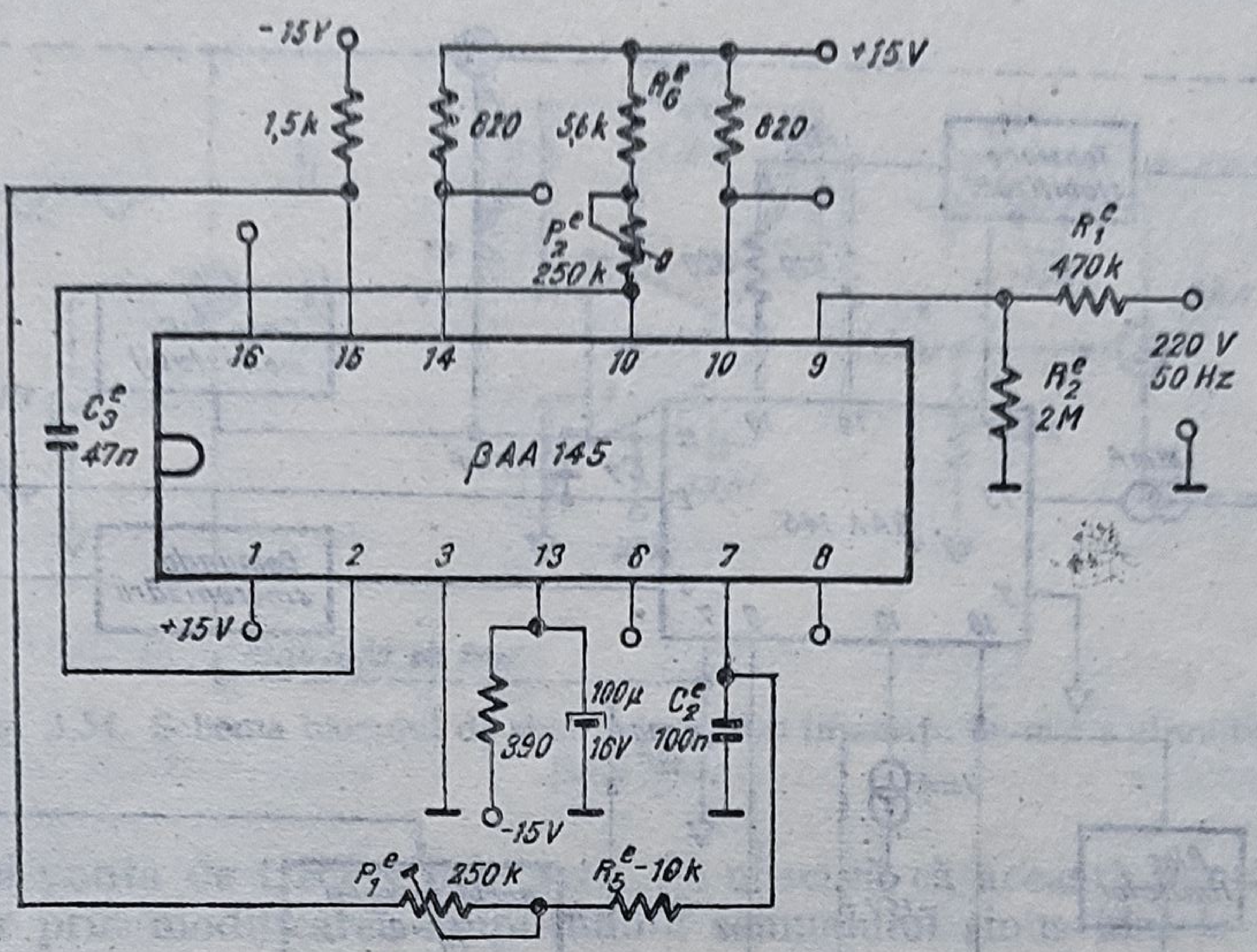


Fig. 2.52. Schema de aplicație tipică.

(cu frecvența și factorul de umplere reglabile manual), patru surse fixe de tensiune;

— **grupul de măsură** format din voltmetru digital, frecvențmetru digital, două comparatoare rapide, două detectoare de vîrf, un convertor a.c./d.c. calibrat în valori eficace în domeniul 1 kHz .... 100 MHz;

— **grupul de comutare** format din patru multiplexoare analogice cu cîte 16 intrări și o ieșire;

— **interfețele** *TEK 152, TEK 153* care permit dialogul dintre calculator, grupul de măsură și grupul de stimuli;

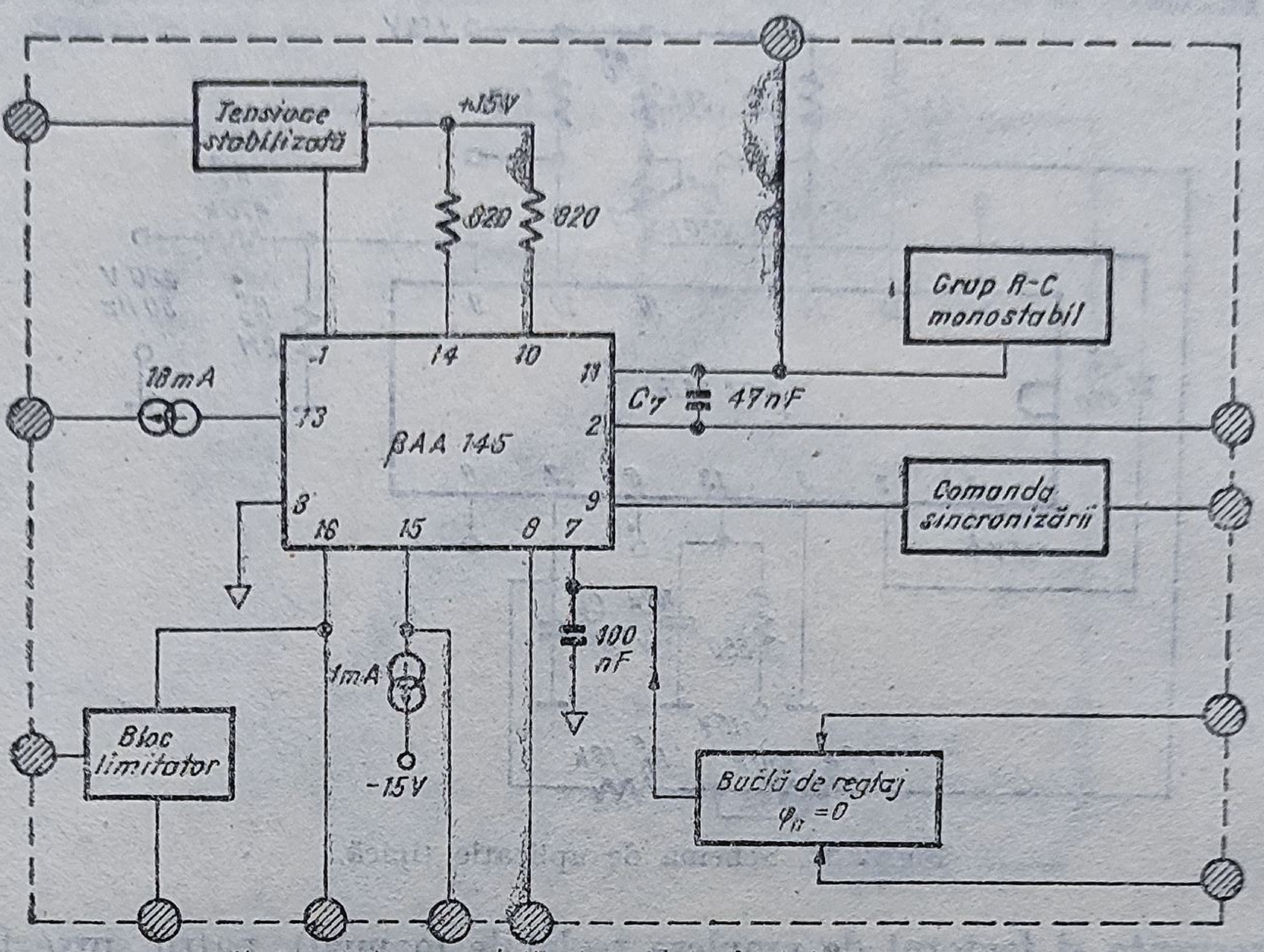
— **interfața de test** care asigură condițiile de funcționare ale circuitului testat.

Funcționarea sistemului *TRITEK* este descrisă în *Referința 1* în capitolele privitoare la circuitele *TBA* 950, *TDA* 440. De aceea, în continuare se va prezenta doar interfața de test, care este specifică testării circuitului β*AA* 145.

Sistemul automat permite efectuarea celor 12 teste electrice (cît cuprinde secvența de măsură) în 6 secunde, oferind tipărirea cu ajutorul unei imprimante termice a distribuției de defecte și clasarea circuitelor în diferite categorii din punctul de vedere al calității.

În figura 2.53 se prezintă schema bloc a interfeței de test care cuprinde mai multe blocuri funcționale legate fiecare de unul sau mai multe teste de măsură. Înainte de a prezenta secvența de măsură vom comenta pe scurt aceste blocuri funcționale.

Blocul de alimentare este un bloc de tensiune stabilizată de +15 V (800 mA) protejat la scurtcircuit. Reglarea valorii tensiunii stabilizate și a curentului de limitare se fac separat, limitele fiind complet independente.



Obs. – cercurile hașurate reprezintă pini ai interfeței de test

Fig. 2.53. Schema bloc a interfeței de test β*AA* 145.

Grupul R—C — monostabil este constituit din mai multe rezistențe și un condensator ce simulează grupul P_2^e, C_8^e din schema de aplicație (figura 2.52) permițînd obținerea valorilor maxime și minime ale duratei impulsului de aprindere furnizat de circuit. Rezistențele sînt selectate cu ajutorul unor comutatoare MOS care scurtcircuitează una sau mai multe rezistențe, atunci cînd e cazul, pentru a asigura valoarea potrivită a duratei impulsului de aprindere.

Comanda sincronizării este asigurată de un bloc ce are ca scop simularea condiției de sincronizare din schema de aplicație tipică (vezi figura 2.52). Deoarece în secvența automată de test *nu se putea utiliza rețeaua de curent alternativ* (din motive de securitate a operației și chiar a sistemului de testare) a fost necesar să se realizeze un bloc ce funcționează la o tensiune mai mică decît 220 V (în cazul nostru ±15 V) și care creează condiții identice de funcționare pentru circuit cu cele din schema tipică de aplicație. În figura 2.54 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Amplificatorul operațional β*M* 301 folosit în configurația inversoare asigură o amplificare constantă de 120 a semnalului sinusoidal de 50 Hz și amplitudine egală cu 1 V, produs de generatorul de funcții din blocul stimulilor electrici. Astfel, la intrarea circuitului β*AA* 145 (cu terminalul *9* în gol) apare un semnal sinusoidal puternic limitat la ±15 V. Acest semnal ce poate fi asimilat cu un semnal trapezoidal va fi încă odată limitat la cel mult ±1 V de intrarea de sincronizare a circuitului. Important pentru acest semnal nu este valoarea tensiunii

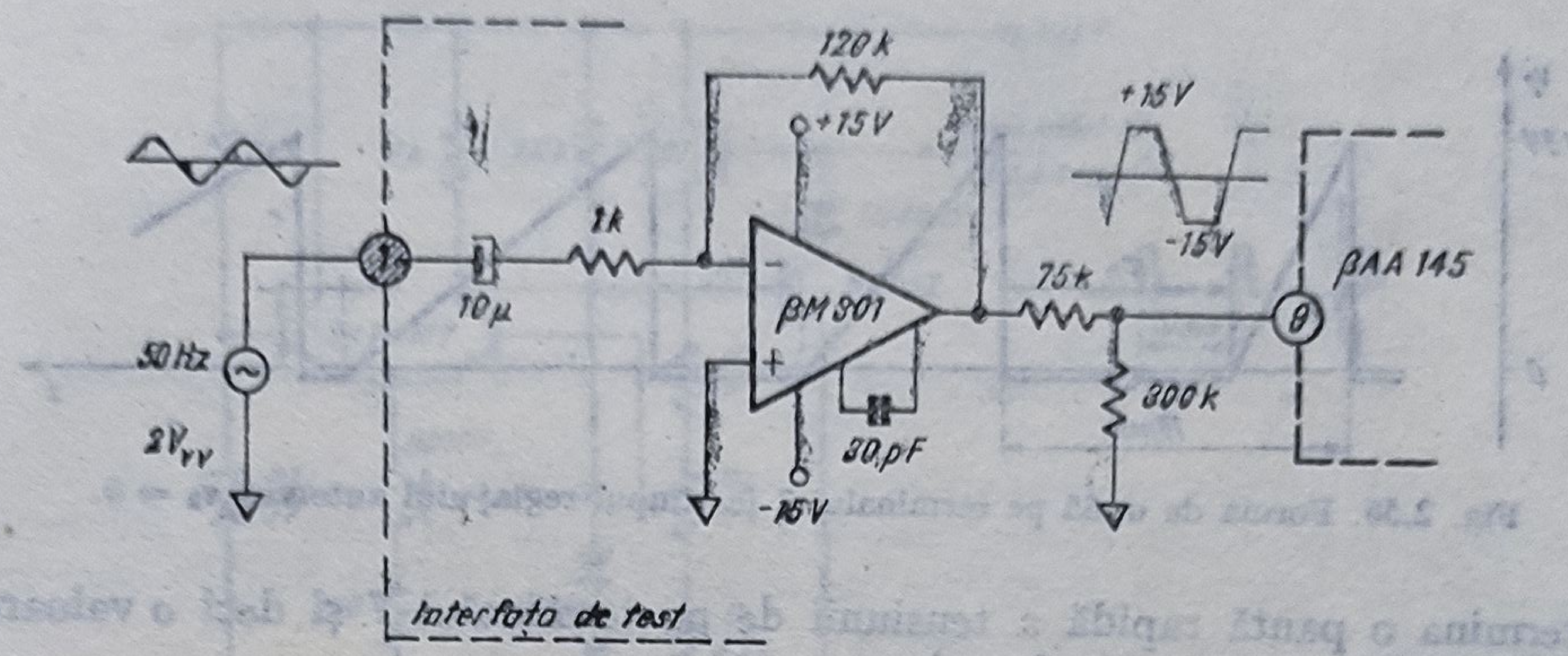


Fig. 2.54. Schema blocului de sincronizare din interfaţa de test a circuitului βAA 145.

limitate ci panta de trecere prin zero. Se observă că această pantă se poate regla uşor prin modificarea amplitudinii semnalului sinusoidal la intrarea 1 a interfeţei de test asigurîndu-se astfel condiţii optime de măsură.

Bucla de reglaj $\varphi_h = 0$ are ca scop realizarea automată a condiţiei $\varphi = 0$ care în aplicaţii se face manual prin intermediul potenţiometrului P_1 (vezi figura 2.52). Condiţia $\varphi_h = 0$ este necesară pentru obţinerea, indiferent de circuitul integrat (supus toleranţelor tehnologice de fabricaţie) a unui semnal rampă de tensiune pe terminalul 7 cu o aceeaşi formă de undă. Majoritatea parametrilor electrici sînt garantaţi numai în aceste condiţii. Acest bloc funcţionează astfel (vezi figura 2.55):

— la momentul $t = 0$ se extrage prin intermediul unui generator de curent comandat, din terminalul 7 un curent suficient de mare pentru a

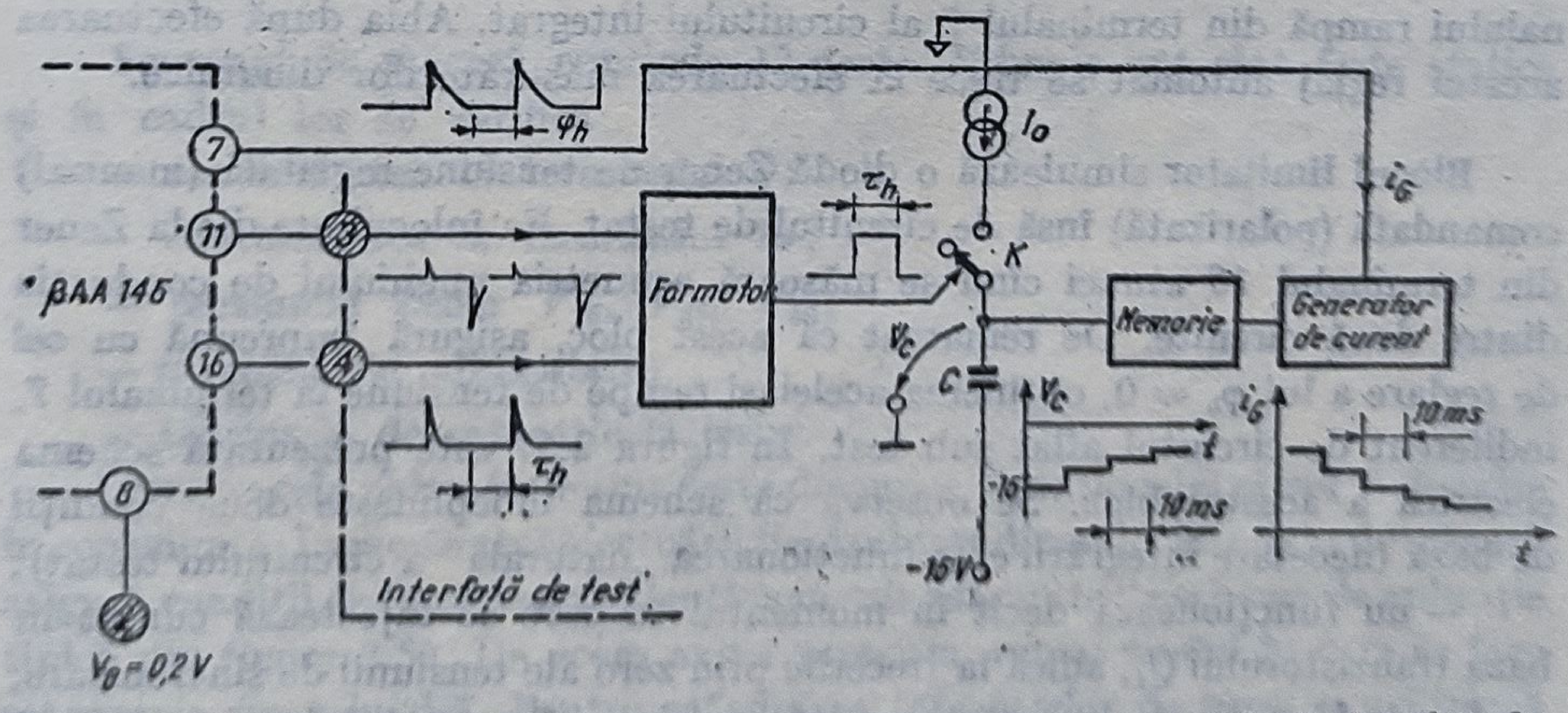


Fig. 2.55. Schema de principiu a blocului de reglaj automat pentru $\varphi_h = 0$, din interfaţa de test a circuitului βAA 145.

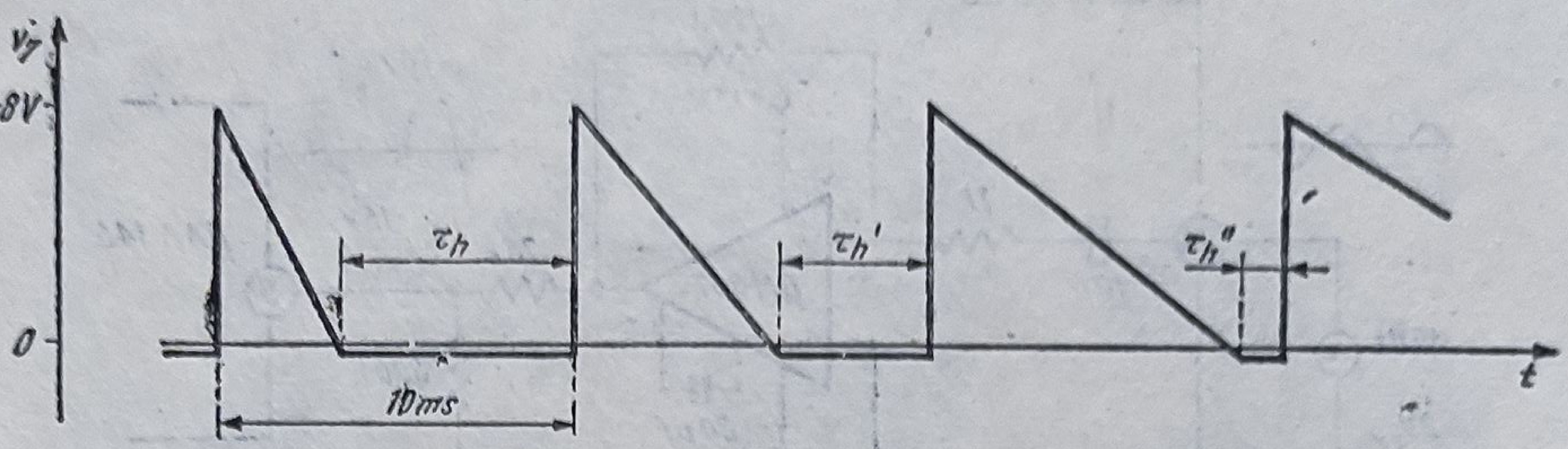


Fig. 2.56. Forma de undă pe terminalul 7 în timpul reglajului automat $\tau_h = 0$.

determina o pantă rapidă a tensiunii de pe terminalul 7 și deci o valoare considerabilă pentru $\tau_h(\approx 2\ \text{ms})$;

— semnalele culese din terminalele 16 și 11 intră într-un formator la ieșirea căruia apare un impuls dreptunghiular de durată τ_h. Acest impuls închide comutatorul K, permițînd generatorului I_0 să încarce condensatorul C pe toată durata intervalului τ_h. Comutatorul K se deschide după ce intervalul de timp τ_h s-a terminat, închizîndu-se din nou la următorul impuls furnizat de formator. Astfel, condensatorul C se încarcă în trepte de durată fixă (10 ms) cu „porții" de tensiune din ce în ce mai mici pe măsură ce τ_h se micșorează. Micșorarea lui τ_h se realizează printr-o buclă de reacție ce cuprinde memorarea tensiunii pe C și folosirea ei pentru comanda unui generator de curent i_G care absoarbe curent din terminalul 7 al circuitului integrat. Cu cît tensiunea pe C devine mai negativă cu atît i_G scade, mărind „panta" semnalului rampă din terminalul 7. Cînd τ_h se anulează tensiunea pe C rămîne constantă și deci curentul i_G extras din terminalul 7 rămîne fixat la valoarea ce determină $\tau_h = 0$. În figura 2.56 este reprezentată variația pantei semnalului rampă din terminalul 7 al circuitului integrat. Abia după efectuarea acestui reglaj automat se trece la efectuarea măsurătorilor dinamice.

Blocul limitator simulează o diodă Zener de tensiune reglabilă (manual) comandată (polarizată) însă de circuitul de testat. Ea înlocuiește dioda Zener din terminalul 16 atunci cînd se măsoară asimetria unghiului de conducție dintre două circuite. De remarcat că acest bloc, asigură împreună cu cel de reglare a lui $\varphi_h = 0$, obținerea aceleiași rampe de tensiune la terminalul 7, indiferent de circuitul aflat sub test. În figura 2.57 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Se observă că schema îndeplinește două condiții de bază (necesare integrării ei în funcționarea „naturală" a circuitului testat):

— nu funcționează decît în momentul în care se injectează curent în baza tranzistorului Q_1, adică la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare, cînd trebuie să fie declanșată rampa de tensiune. Curentul de 10 μA „furat" pentru polarizare nu influențează funcționarea circuitului integrat;

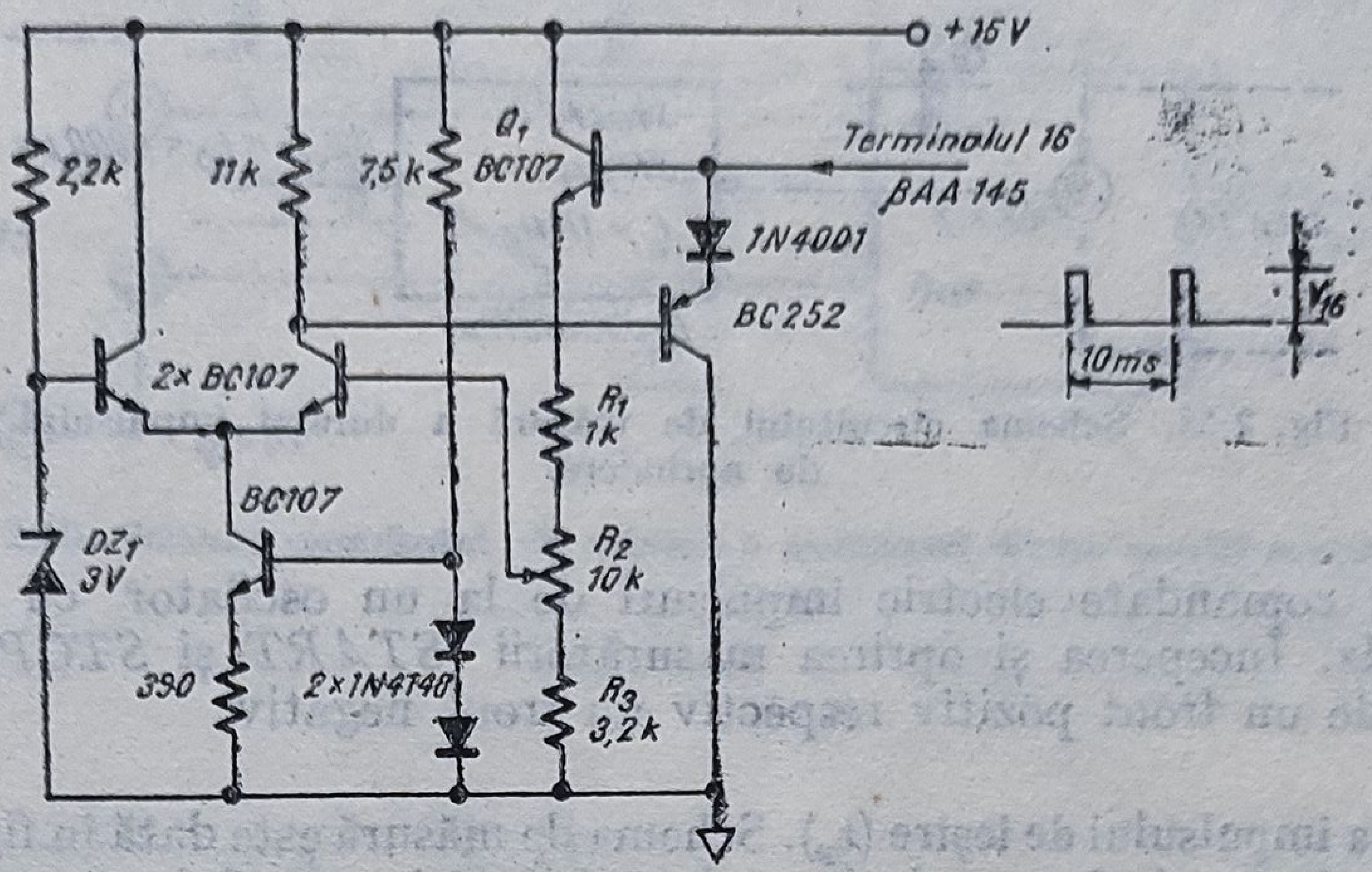


Fig. 2.57. Schema blocului limitator din interfaţa de test a circuitului βAA 145.

— în momentul în care montajul absoarbe curent, tensiunea pe terminalul *16* se fixează la o valoare determinată de divizorul R_1, R_2, R_3 şi dioda Zener DZ_1. Se observă că se poate obţine o tensiune cuprinsă între 8V şi 9V (reglabilă manual). Deci, în situaţia în care funcţionarea blocului este validată, el înlocuieşte dioda DZ_{16} (vezi figura 2.54) care se obţine în urma dispersiei tehnologice (tehnologice) cu o valoare de 7,5 ... 9 V. Reglînd valoarea tensiunii stabilizate la aproximativ 7,2 V, se asigură, pentru toate circuitele testate (care au $V_{Z16} \geqslant 7,5$ V) funcţionarea rampei de tensiune (vezi § 2.4.3.) la o aceeaşi tensiune V_{ZT}.

Secvenţa de măsură cuprinde 12 teste. Primele opt sînt teste statice şi în cadrul lor se verifică:

— continuitatea la terminalul *9*;

— continuitatea la terminalul *13*;

— tensiunile Zener V_{13}, V_{15}, V_{16};

— curentul de alimentare;

— tensiunile de saturaţie la ieşire.

Următoarele patru teste sînt teste dinamice (funcţionale) şi vor fi descrise în continuare. În momentul efectuării fiecărui test dinamic, interfaţa de măsură asigură condiţii de funcţionare identice cu cele asigurate de schema de aplicaţie tipică din figura 2.52. De aceea se va prezenta numai modul în care se face măsurarea propriu-zisă. Pentru măsurarea intervalelor de timp se utilizează un cronometru format dintr-un numărător care primeşte prin intermediul

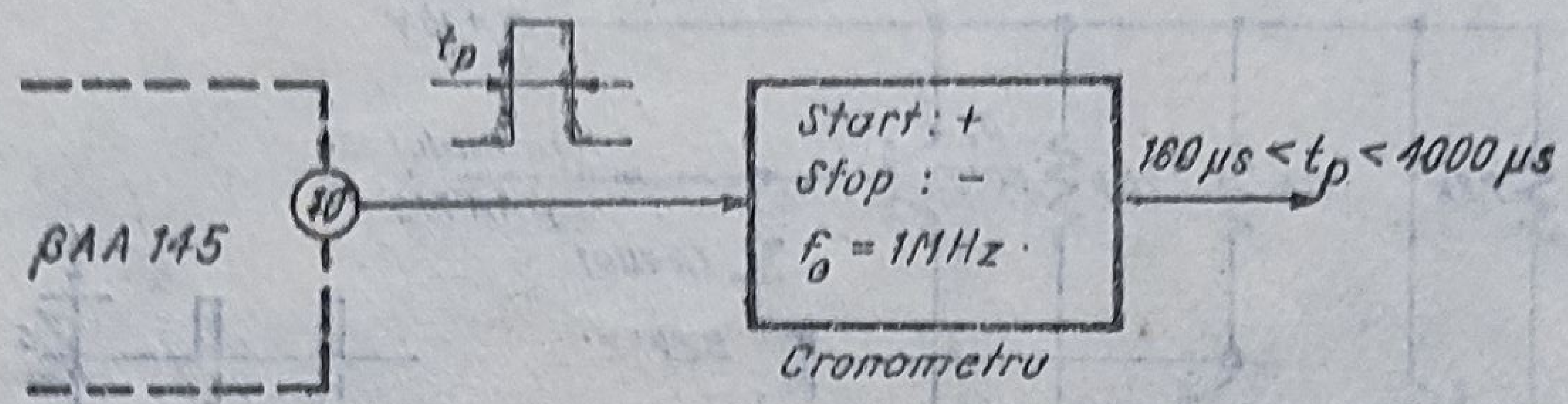


Fig. 2.58. Schema circuitului de măsură a duratei impulsului de aprindere.

unei porți comandate electric impulsuri de la un oscilator cu frecvența $f_0 = 1$ MHz. Începerea și oprirea măsurătorii (*START* și *STOP*) sînt comandate de un front pozitiv respectiv un front negativ.

Durata impulsului de ieșire (t_p). Schema de măsură este dată în figura 2.58 Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului măsurat și oprit de frontul negativ al acestuia.

Condiția de acceptare este

$$100\ \mu s \leqslant t_p \leqslant 4\,000\ \mu s.$$

Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului măsurat și oprit de frontul negativ al acestuia.

Unghiul maxim de conducție (φ_{max}). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.59. Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului de pe terminalul *16*, (care corespunde începutului unghiului de aprindere) și blocat de frontul negativ al impulsului de pe terminalul *11* (care corespunde sfîrșitului unghiului de aprindere) în situația în care pe terminalul 8 tensiunea de comandă are valoarea de 8,5 V. Unghiul de conducție maxim de 177° e obține pentru un unghi de aprindere de 3° adică:

$$\tau_0 \leqslant 166\ \mu s$$

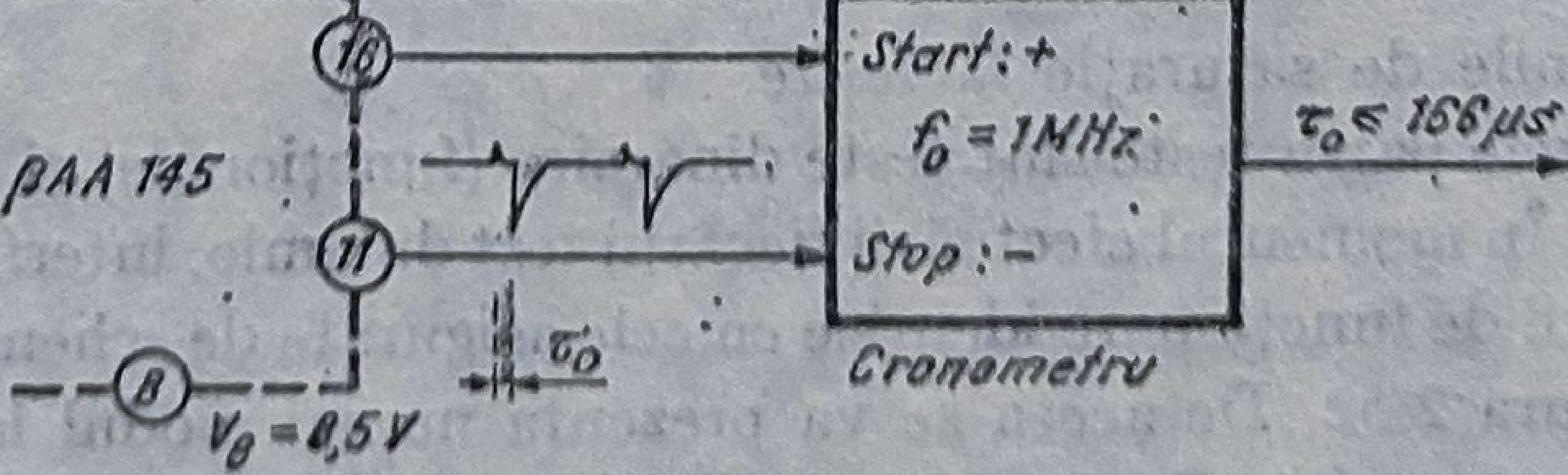


Fig. 2.59. Schema circuitului de măsură a unghiului maxim de conducție.

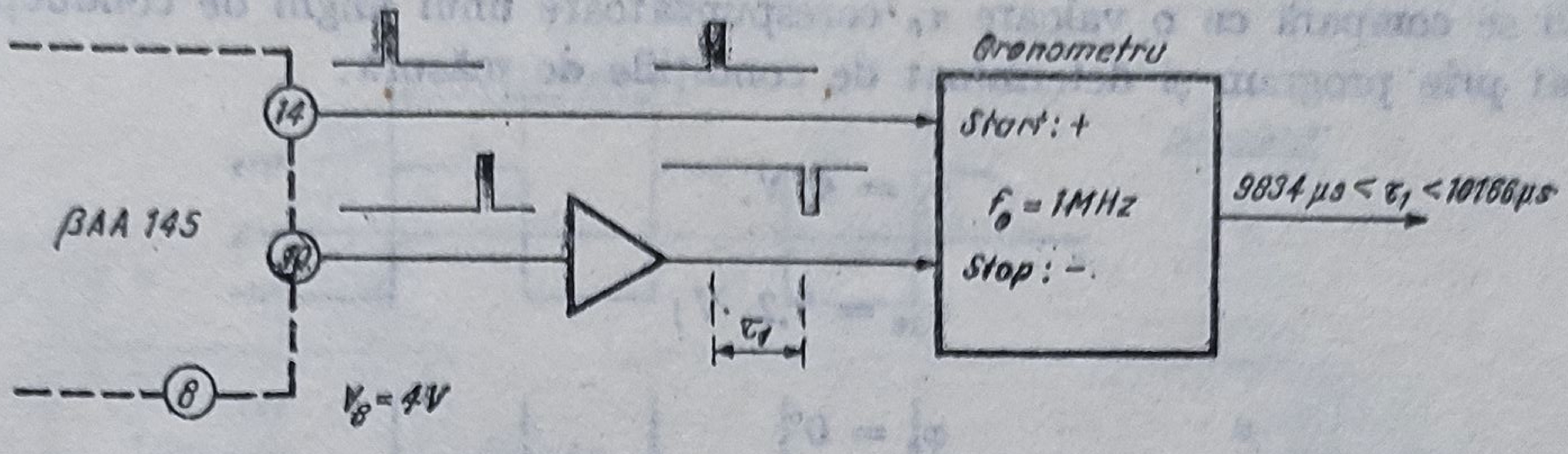


Fig. 2.60. Schema circuitului de măsură a asimetriei dintre semialternanțe.

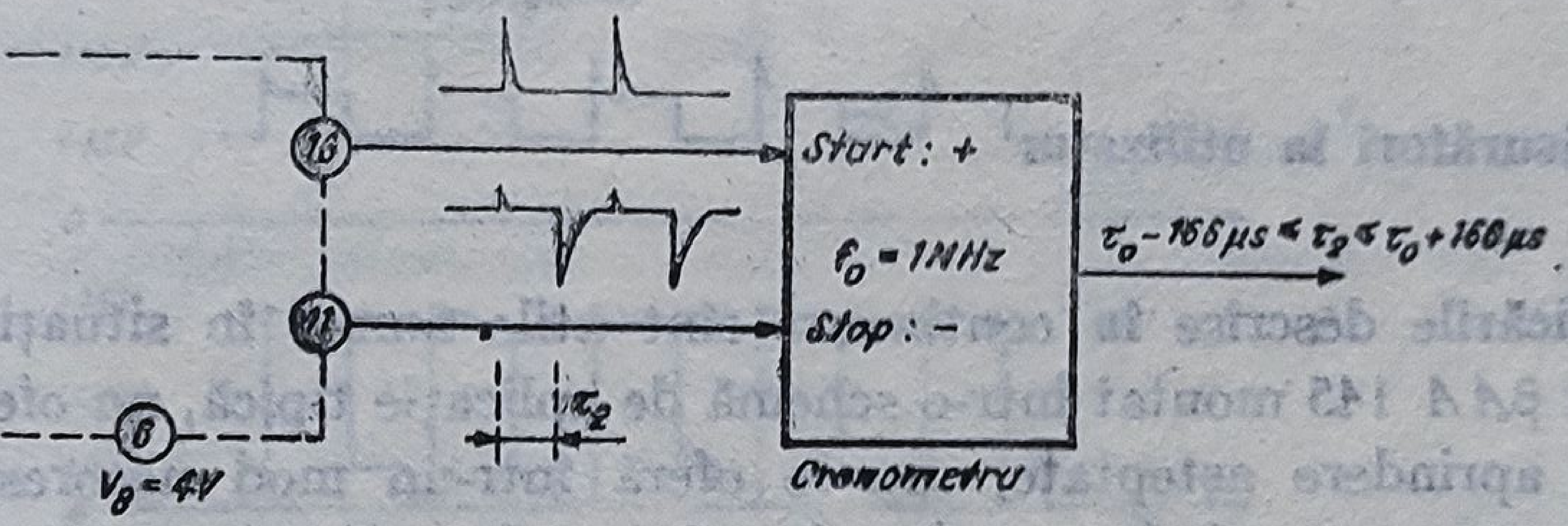


Fig. 2.61. Schema de măsură a asimetriei între două circuite.

Asimetria dintre două semialternanțe ($\Delta\varphi_I$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.60. Cronometrul este declanșat de impulsul de pe terminalul *14* (corespunzător semialternanței pozitive, și oprit de impulsul (inversat — pentru ca frontul corespunzător să fie negativ pentru oprirea cronometrului) de pe terminalul *10* (corespunzător semialternanței negative). Pe terminalul *8* se aplică o tensiune de 4 V corespunzătoare unui unghi de aprindere de aproximativ 110°. Asimetria maximă tolerată de 3° conduce la:

$$10\,000 - 166\ \mu s \leq \tau_1 \leq 10\,000 + 166\ \mu s$$

Asimetria dintre două circuite ($\Delta\varphi_{II}$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.61. Testul constă în măsurarea timpului τ_2 corespunzător unghiului de aprindere în condiții identice de funcționare (în ceea ce privește rampa de tensiune pe terminalul 7 și tensiunea de comandă v_8) pentru diverse circuite. Tensiunea de comandă este fixată din exterior și menținerea ei constantă nu este o problemă iar rampa de tensiune este asigurată de blocul de reglaj $\varphi_h = 0$ și blocul limitator prezentate anterior. Rezultatul măsură-

torii se compară cu o valoare τ_0 corespunzătoare unui unghi de conducție fixat prin program și determinat de condițiile de măsură:

$$v_8 = 4 \text{ V},$$

$$v_{16} = 7{,}2 \text{ V};$$

$$\varphi_h = 0°.$$

Condiția de acceptare, conform foii de catalog, este:

$$\tau_0 - 166 \ \mu s \leqslant \tau_2 \leqslant \tau_0 + 166 \ \mu s$$

2.6.6. Măsurători la utilizator

Verificările descrise în continuare sînt utile numai în situația în care un circuit βAA 145 montat într-o schemă de aplicație tipică, nu oferă impulsurile de aprindere așteptate, sau le oferă într-un mod necorespunzător. În cele ce urmează referirea se face la schema de aplicație tipică din figura 2.52 și la formele de undă din figura 2.62.

a) Măsurători cu un voltmetru obișnuit de c.c. (cu o rezistență internă mai mare de 20 kΩ/V)

Deoarece circuitul βAA 145 este un circuit de impulsuri sînt puține măsurătorile relevante ce se pot efectua cu ajutorul unui voltmetru de c.c.:

— terminalul *13* (*TABS*): $V_{8-13} \geqslant 7$ V;

— terminalul *9*: $V_{9-3} \geqslant 0{,}6$ V;

— terminalul *16*: $V_{16-8} < 0{,}1$ V;

— terminalul *7*: $6{,}5 \text{ V} < V_{7-8} < 4{,}5$ V.

Valorile corecte ale tensiunilor se justifică ușor cu ajutorul formelor de undă din figura 2.62.

b) Măsurători cu un osciloscop (de cel puțin 100 kHz și de preferință cu două spoturi)

Se recomandă ca osciloscopul să fie sincronizat pe un canal cu semnalul de pe terminalul *9* și cu celălalt canal să se vizualizeze forma de undă dorită. Pentru comparație se folosesc formele de undă din figura 2.62. Scara de timp trebuie reglată la 2 ms/div iar sensibilitatea la 0,5 V/div pentru terminalul *9*

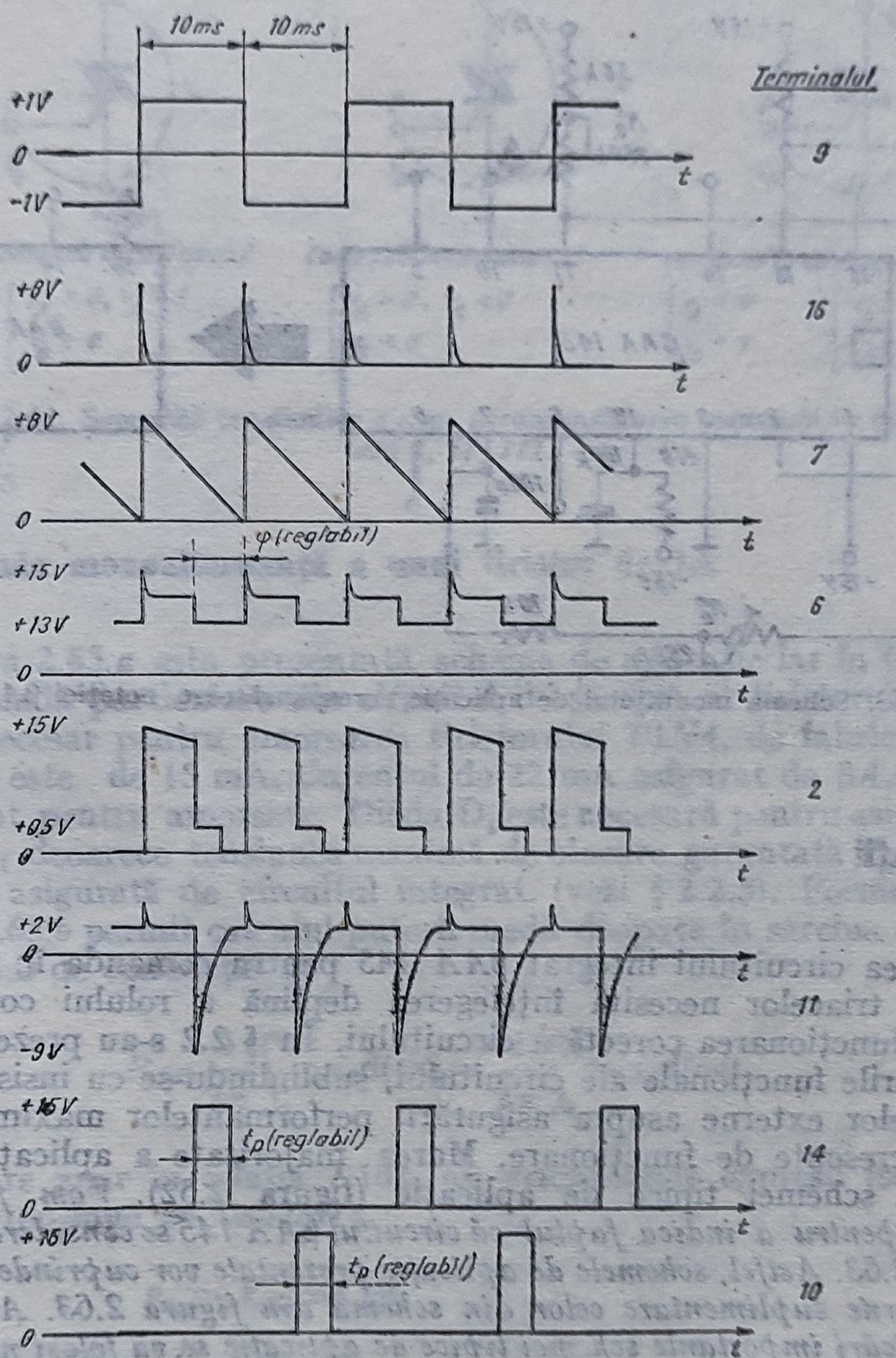


Fig. 2.62. Formele de undă la terminalele circuitului βAA 145.

și la 5 V/div pentru terminalul *10* sau *14*. Formele de undă se obțin pentru:

$$R_e \simeq 50\ k\Omega$$

$$R_S \simeq 150\ k\Omega$$

$$V_s \simeq 5\ V$$

Funcționarea este corectă dacă la variația tensiunii V_s se observă deplasarea spre *dreapta* (la *micșorarea* tensiunii) sau spre *stînga* (la *mărirea* tensiunii) a impulsurilor care apar pe terminalele *10* (în timpul semialternanței *negative*) și *14* (în timpul semialternanței *pozitive*).

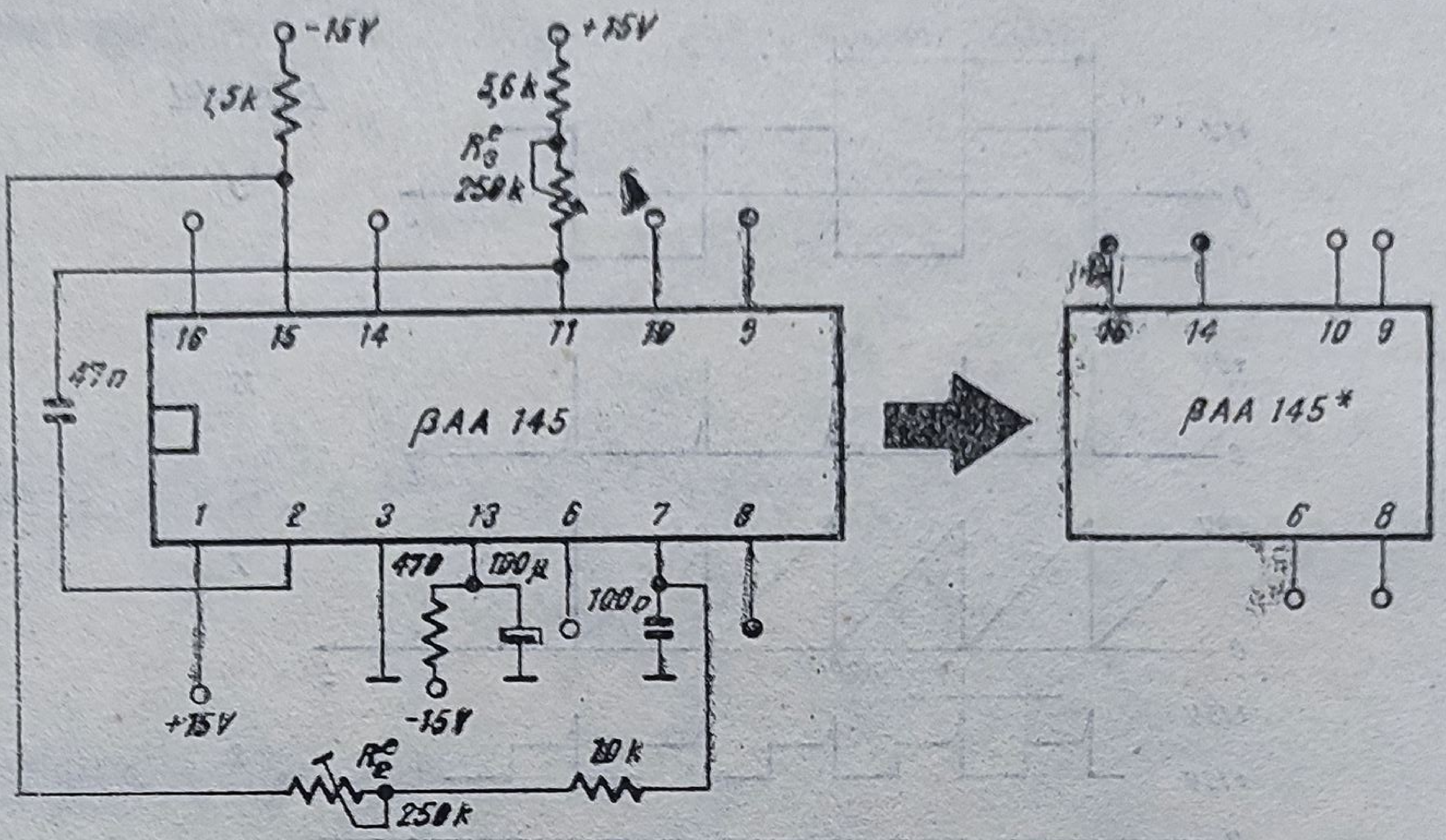


Fig. 2.63. Schema montajului de aplicație corespunzătoare notației βAA 145*

2.4. Aplicații

Folosirea circuitului integrat βAA 145 pentru comanda în fază a tiristoarelor și triacelor necesită înțelegerea deplină a rolului componentelor externe în funcționarea corectă a circuitului. În § 2.2 s-au prezentat pe larg toate blocurile funcționale ale circuitului, subliniindu-se cu insistență efectul componentelor externe asupra asigurării performanțelor maxime și a unei fiabilități crescute de funcționare. Marea majoritate a aplicațiilor necesită folosirea schemei tipice de aplicație (figura 2.52). *Vom folosi notația βAA 145 * pentru a indica faptul că circuitul βAA 145 se consideră în montajul din figura 2.63. Astfel, schemele de aplicație prezentate vor cuprinde doar componentele externe suplimentare celor din schema din figura 2.63. Acolo unde se aduc modificări importante schemei tipice de aplicație se va folosi notația uzuală a circuitului integrat — βAA 145 — și vor fi prezentate toate componentele externe necesare.*

Primul grup de aplicații prezentate se referă la diverse soluții de conectare a tiristorului (triacului) la ieșirile circuitului. Tensiunea de comandă a fazei impulsului de aprindere, v_8, nefiind deocamdată de interes, se va obține în mod simbolic cu ajutorul unui potențiometru din tensiunea de alimentare V^+. În sfîrșit, înainte de a trece la prezentarea schemelor de aplicație trebuie să reamintim convențiile referitoare la comanda unui triac în cadranele I, II și III. În figura 2.64 sînt prezentate sensurile tensiunilor anodică și de grilă corespunzător diverselor moduri de comandă.

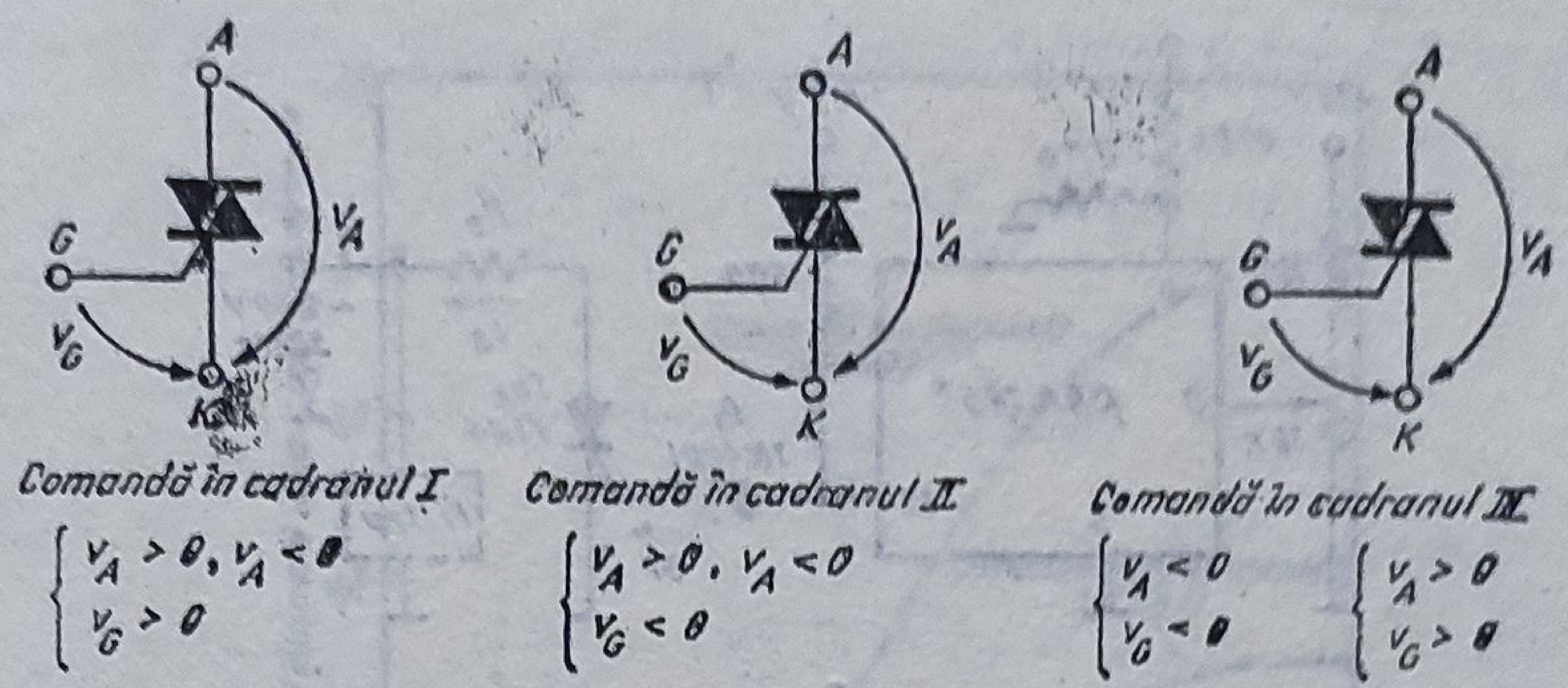


Fig. 2.64. Sensurile tensiunilor v_A, v_G corespunzătoare comenzii în cadranele *I*, *II*, *III*.

2.4.1. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1A

În figura 2.65.*a* este prezentată schema de aplicație iar în figura 2.65 *b* formele de undă particulare din circuitul de sarcină al tiristorului. Curentul de poartă necesar pentru amorsarea tiristorului *T1N4*, de fabricație *IPRS-BANEASA* este de 15 mA. Curentul de 22 mA asigurat de β*AA* 145 * este deci suficient pentru amorsare. Dioda D_1 este necesară pentru asigurarea blocării lui Th_1 deoarece tensiunea maximă de blocare garantată $V_{GNT} = 0{,}2$ V nu poate fi asigurată de circuitul integrat. (vezi § 2.2.5). Formele de undă din figura 2.65.*b* permit calculul puterii medii disipate în sarcina R_S în funcție de unghiul de conducție φ:

$$P = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} v_S i_S \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\varphi} v_S\, i_S \mathrm{d}(\omega t) \tag{2.102}$$

Mărimile care apar în relația 2.102, au următoarele expresii (se neglijează căderea de tensiune pe tiristor):

$$v_S = V_{S0} \sin \omega t,$$

$$i_S = \frac{v_S}{R_S} = \frac{V_{S0}}{R_S} \sin \omega t, \ (V_{S0} = 220\sqrt{2}\ \mathrm{V}).$$

$$0 \leqslant \varphi \leqslant \frac{177}{180}\pi \ (\varphi \text{ trebuie exprimat în radiani}).$$

Înlocuind în (2.102) rezultă:

$$P = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{S0}^2}{R_S}\int_0^{\varphi} \sin^2 \omega t\, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{S0}^2}{R_S}\left(\frac{1}{2}\varphi - \frac{1}{4}\sin^2 2\varphi\right). \tag{2.103}$$

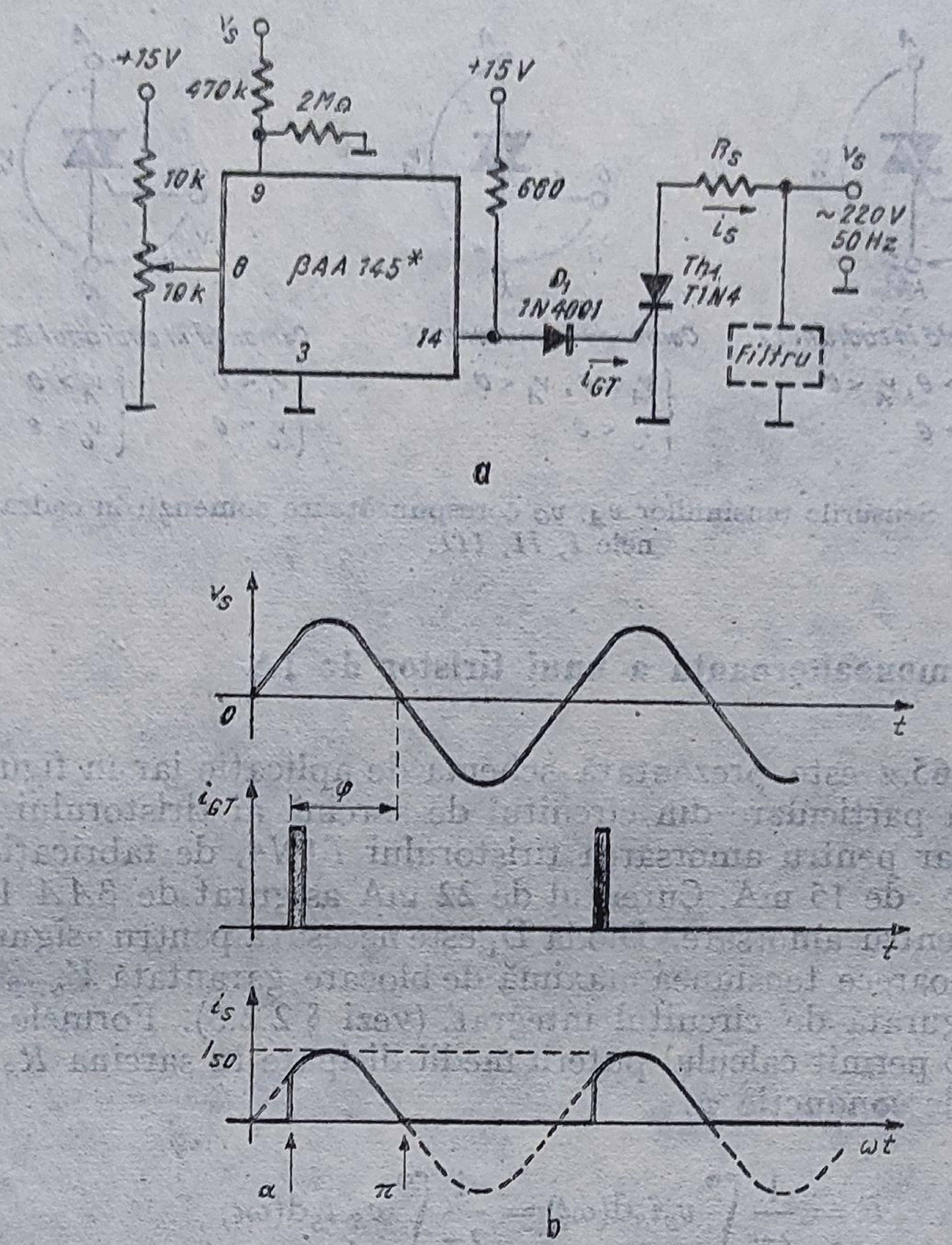


Fig. 2.65. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1 A. (*a*) Schema de aplicație. (*b*) Formele de undă.

Cu ajutorul graficului $\varphi = \varphi(V_8)$ din § 2.8.1 se poate obține din ecuația 2.103 funcția de transfer realizată de circuitul integrat

$$P(V_8) = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{80}^2}{R_S}\left[\frac{1}{2}\varphi(V_8) - \frac{1}{4}\sin\left[2\varphi(V_8)\right]\right], \qquad (2.104)$$

cu observația că $\varphi(V_8)$ trebuie considerat în radiani.
De asemenea, se observă că:

$$P_{min} = 0$$

$$P_{max} = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{80}^2}{R_S}\left[\frac{1}{2}\frac{177}{180}\pi - \frac{1}{4}\sin\left(2\frac{177}{180}\pi\right)\right] = 0{,}486\frac{V_{80}^2}{2R_S}. \qquad (2.105)$$

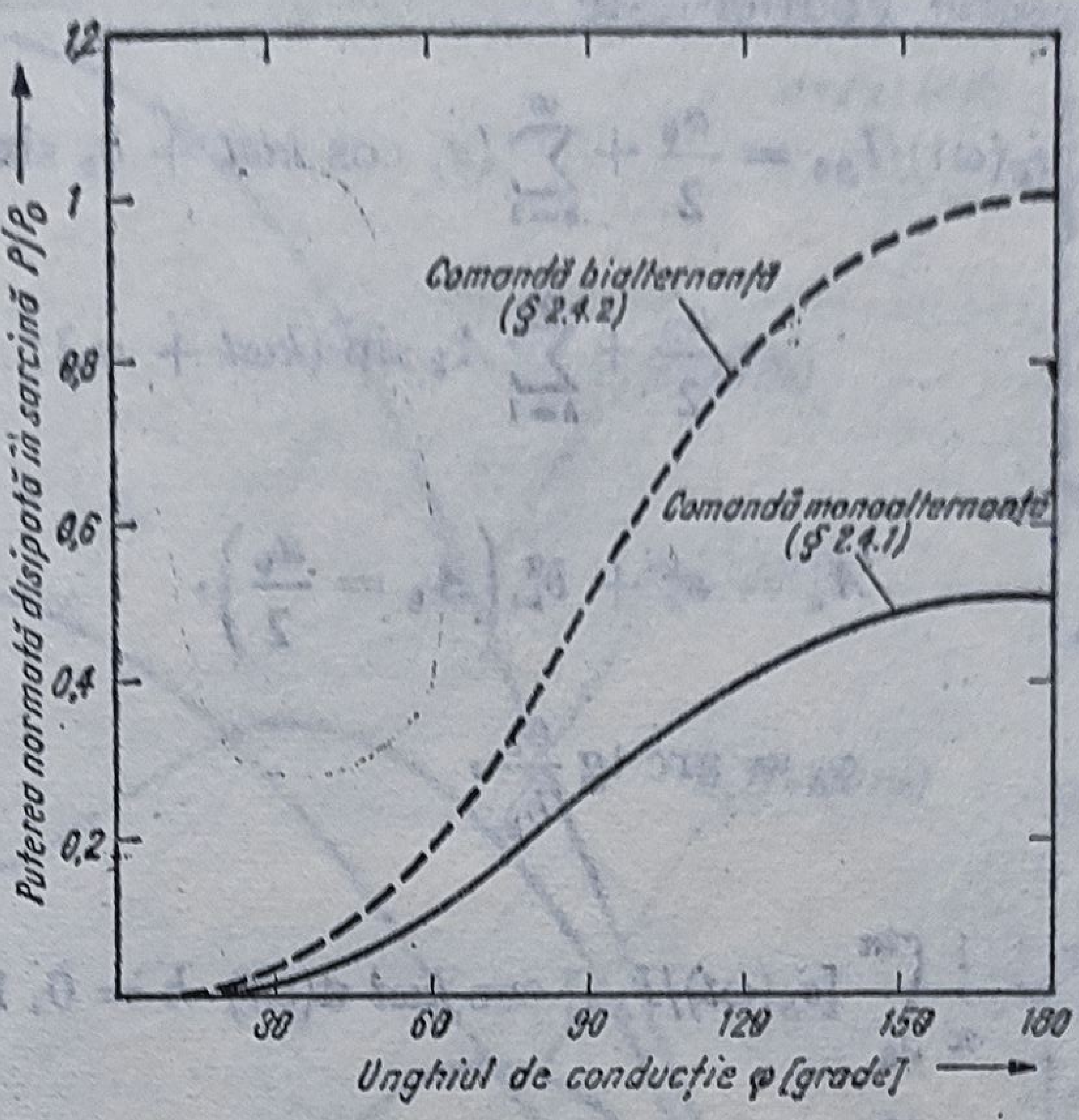


Fig. 2.66. Variaţia puterii disipate în sarcină în funcţie de unghiul de conducţie.

Notînd cu P_0 expresia $\dfrac{V_{S0}^2}{2R_s}$ care reprezintă puterea medie disipată în sarcină pentru un semnal sinusoidal în timp de o perioadă, rezultă:

$$0 \leqslant P(V_s) \leqslant 0{,}486\ P_0 \tag{2.106}$$

Dependenţa P/P_0 în funcţie de φ este reprezentată grafic în figura 2.66

O problemă importantă care apare, în general la comanda prin fază este generarea de armonici superioare frecvenţei de sincronizare cu posibilitatea apariţiei unei componente de curent continuu în sarcina din circuitul anodic al elementului de putere comandat.

Forma de undă a curentului de sarcină i_s reprezentată în figura 2.65 *b* indică imediat posibilitatea existenţei în semnalul i_s a unor armonici de ordin superior. În cele ce urmează vom determina amplitudinea acestor armonice.

În acest scop vom dezvolta în serie Fourier funcţia $i_s(\omega t)$ definită astfel

$$i_s(\omega t)/I_{S0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0,\ \alpha) \cup [\pi,\ 2\pi] \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha,\ \pi] \end{cases} \tag{2.107}$$

unde

$$I_{S0} = V_{S0}/R_S.$$

Dezvoltarea în serie Fourier este

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2.108)$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin (k\omega t + \varphi_k) ; \quad (2.109)$$

unde

$$A_k = a_k^2 + b_k^2, \left(A_0 = \frac{a_0}{2}\right), \quad (2.110)$$

$$\varphi_k = \text{arc tg}\, \frac{a_k}{b_k}, \quad (2.111)$$

iar

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \cos k\omega t \, d(\omega t) \quad k = 0, 1, 2, 3 \ldots \quad (2.112)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \sin k\omega t \, d(\omega t) \quad k = 1, 2, 3 \ldots \quad (2.113)$$

Efectuînd calculele se obține:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$a_1 = \frac{1}{4\pi} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$a_2 = \frac{1}{6\pi} (\cos 3\alpha - 3 \cos \alpha - 2)$$

$$a_3 = \frac{1}{8\pi} (\cos 4\alpha - 2 \cos 2\alpha + 1), \text{ etc.}$$

și

$$b_1 = \frac{1}{4\pi} (\sin 2\alpha + 2\pi - 2\alpha),$$

$$b_2 = \frac{1}{6\pi} (\sin 3\alpha - 3 \sin \alpha),$$

$$b_3 = \frac{1}{8\pi} (\sin 4\alpha - 2 \sin 2\alpha), \text{ etc.}$$

În figura 2.67 sînt prezentate variațiile coeficienților A_0, A_1, A_2, A_3 și ale amplitudinilor normate ale armonicelor curentului prin sarcină I_0/I_{s0},

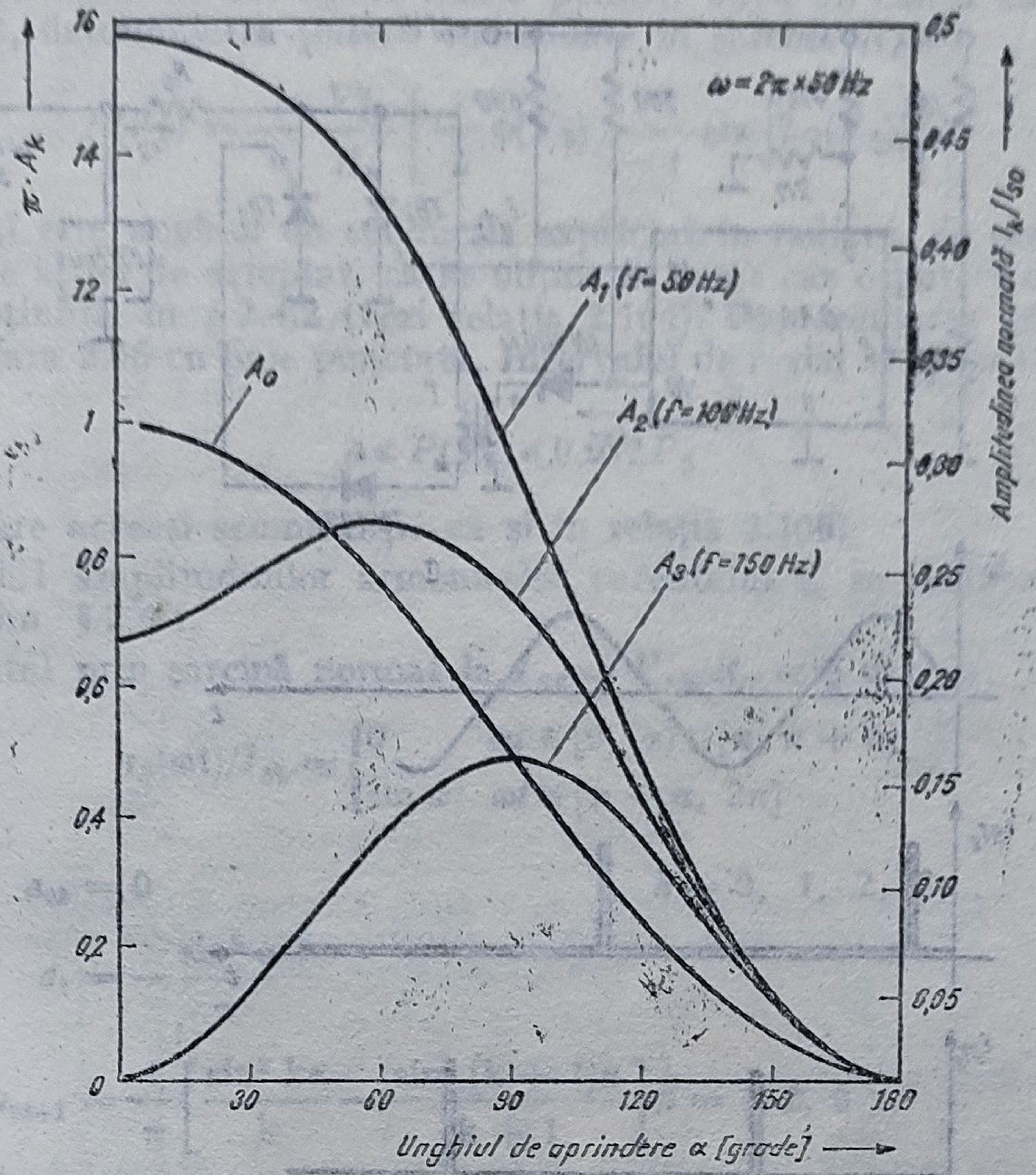


Fig. 2.67. Variația mărimilor A_k, I_k/I_{S0} ($k = 0, 1, 2, 3$) în funcție de unghiul de aprindere α, pentru comanda monoalternanță (schema din figura 2.65.*a*)

I_1/I_{S0}, I_2/I_{S0}, I_3/I_{S0}. Cel mai important lucru de reținut este prezența componentei continue I_0 de valoare mare (mai mult de jumătate din valoarea amplitudinei I_1 a fundamentalei) și valorile unghiului de aprindere α corespunzătoare maximelor armonicelor a doua (60°) și a treia (90°). Cunoașterea acestor valori este importantă pentru proiectarea filtrului de deparazitare a rețelei care se folosește pentru atenuarea efectului nedorit al acestor armonici de ordin superior. În figura 2.65.*a* acest filtru este reprezentat cu linie punctată.

2.4.2. Comanda bialternanță a două tiristoare de 1A montate antiparalel

În figura 2.68 sînt prezentate schema de aplicație și respectiv formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. Se observă că ieșirea *14* comandă direct tiristorul Th_1 pentru semialternanța pozitivă. Ieșirea 10, dup-

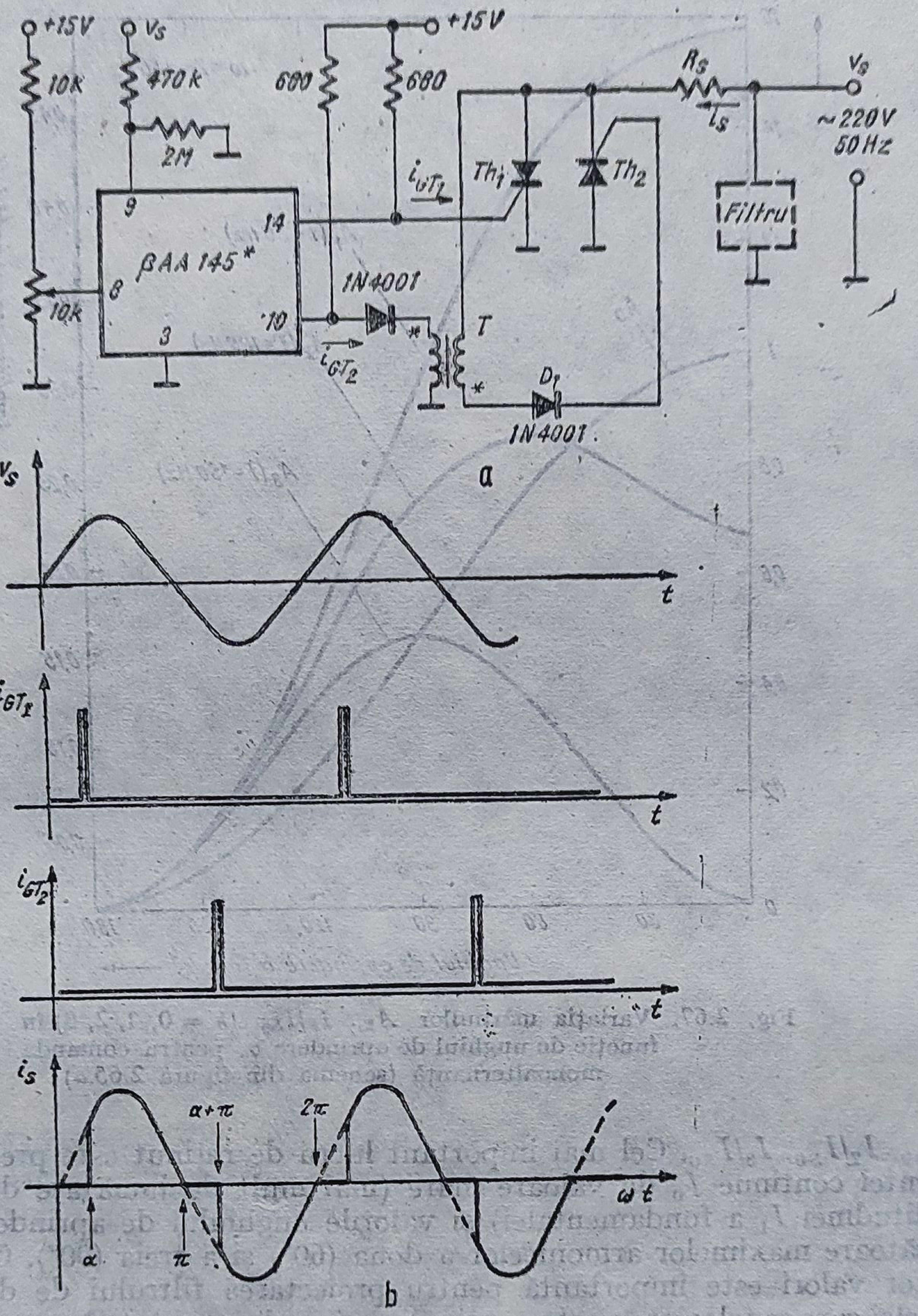


Fig. 2.68. Comanda bialternanță a două tiristoare de 1 A montate antiparalel (*a*) Schema de aplicație. (*b*) Formele de undă.

inversarea impulsului generat de circuit, cu ajutorul unui transformator de impulsuri T_1, comandă tiristorul Th_2 pentru semialternanța negativă]. Dioda D_1 este necesară pentru a evita blocarea tiristorului Th_2 imediat după terminarea impulsului de aprindere (Frontul negativ al acestuia se transmite în secundarul transformatorului sub forma unor tensiuni negative pe poartă).

Formele de undă din figura 2.68.*b* permit, după un calcul analog celui din § 2.4.2, determinarea puterii comandate în sarcina R_S

$$P(V_s) = \frac{1}{\pi}\frac{V_{S0}^2}{R_s}\left[\frac{1}{2}\varphi(V_s) - \frac{1}{4}\sin[2\varphi(V_s)]\right], \tag{2.114}$$

unde $\varphi(V_s)$ este unghiul de conducție exprimat în radiani. Se observă, așa cum era de altfel de așteptat, că se obține în acest caz o putere dublă față de cea obținută în § 2.4.2 (vezi relația 2.104). Reprezentarea grafică este dată în figura 2.66 cu linie punctată. Intervalul de reglaj al puterii în sarcină este

$$0 \leqslant P(V_s) \leqslant 0{,}972 P_0 \tag{2.115}$$

unde P_0 are aceeași semnificație ca și în relația 2.106.

Calculul amplitudinilor armonicelor curentului i_S se desfășoară după modelul din § 2.4.1.

Curentul prin sarcină normat la $I_{S0} = V_{S0}/R_S$ este dat de:

$$i_S(\omega t)/I_{S0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0,\ \alpha) \cup [\pi,\ \pi + \alpha) \\ \sin\omega t & \omega t \in [\pi + \alpha,\ 2\pi] \end{cases} \tag{2.116}$$

Se obține:

$$a_{2k} = 0 \qquad k = 0,\ 1,\ 2,\ 3\ \ldots$$

$$a_1 = -\frac{\sin^2\alpha}{\pi}$$

$$a_{2k+1} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{\sin^2 k\alpha}{k} - \frac{\sin^2 (k+1)\alpha}{k+1}\right] k = 1, 2, 3\ \ldots$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\frac{\sin 2\alpha}{2}$$

$$b_{2k} = 0 \qquad k = 0,\ 1,\ 2$$

$$b_{2k+1} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{\sin 2(k+1)\alpha}{2(k+1)} - \frac{\sin 2k\alpha}{2k}\right] \quad k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots$$

În figura 2.69 sînt reprezentate variațiile coeficienților $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ și valorile normate ale armonicelor I_k/I_{S0} în funcție de unghiul de aprindere α pentru un semnal cu frecvența de 50 Hz. Se observă mai întîi că nu există componentă continuă și nici armonici de ordin par. De asemenea se observă rolul important jucat de armonica a treia în compunerea spectrală a semnalului i_S. Amplitudinea A_3 (corespunzătoare frecvenței de 150 Hz) este aproximativ egală cu A_1 (corespunzătoare frecvenței de 50 Hz) în jurul valorii de 90° a unghiului de aprindere. Celelalte armonici devin nesemnificative în raport cu A_3 astfel că filtrul de deparazitare a rețelei de c.a (reprezentat punctat în figura 2.68.*a*) trebuie să fie în principal destinat atenuării acestei componente de 150 Hz.

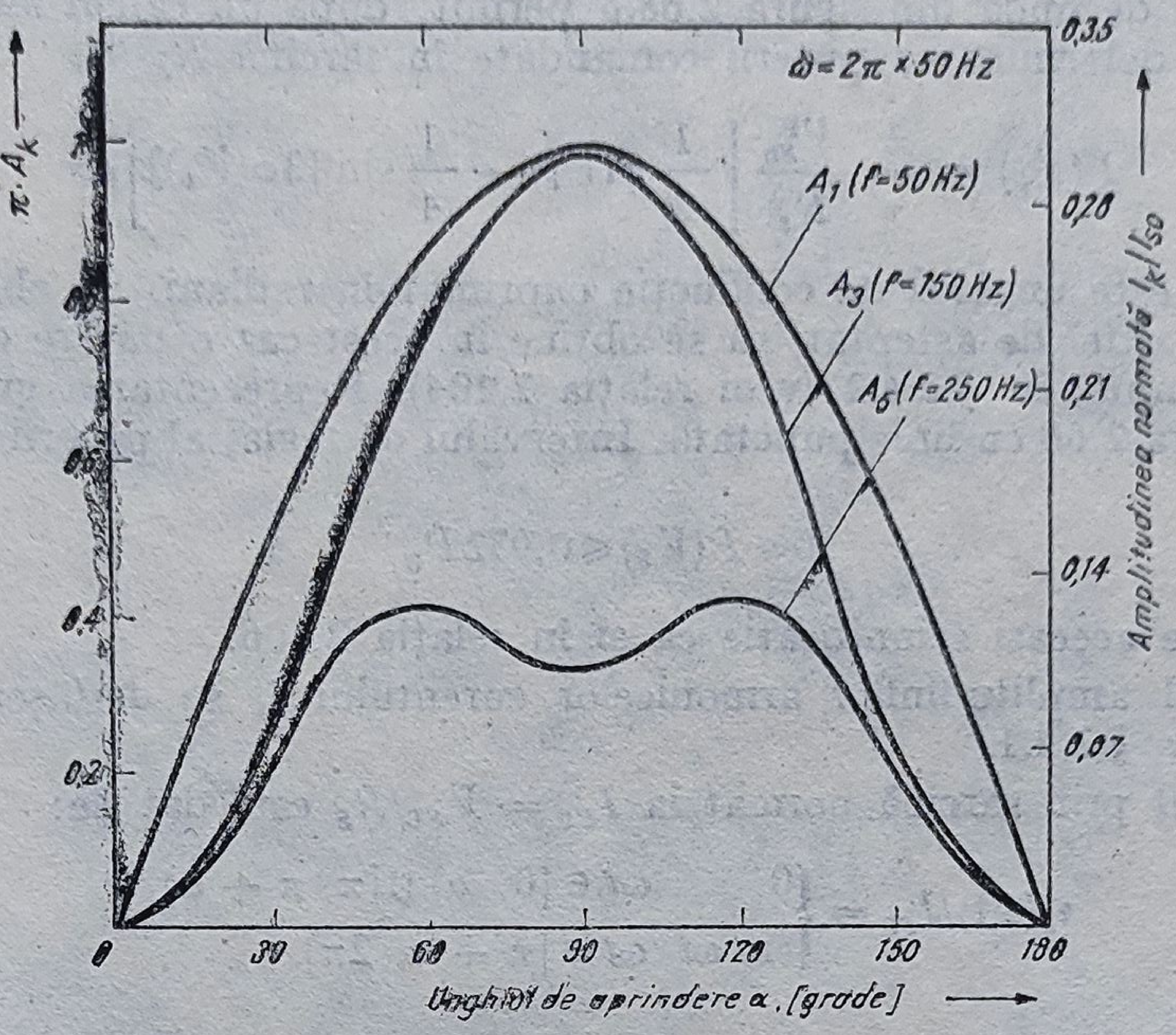


Fig. 2.69. Variația mărimilor A_k și I_k/I_{S0} ($k = 1, 3, 5$) în funcție de unghiul de aprindere α, pentru comanda bialternanță (schema din figura 2.68.a)

2.4.3. Comanda unui tiristor de 22 A

Deoarece curentul de amorsare pentru tiristorul de 22A este[2] de 100 mA, între circuitul integrat β*AA* 145 ce furnizează impulsul de aprindere și tiristor trebuie introdus un tranzistor — amplificator de curent. În figura 2.70 este prezentată schema de aplicație. Tranzistorul *BD* 135 împreună cu rezistența de 82 Ω din colector asigură un curent de aprindere de aproximativ 150 mA, pentru care un curent de bază de aproximativ 4 mA furnizat de sursa de 15 V prin intermediul rezistenței de 3,3 kΩ este suficient.

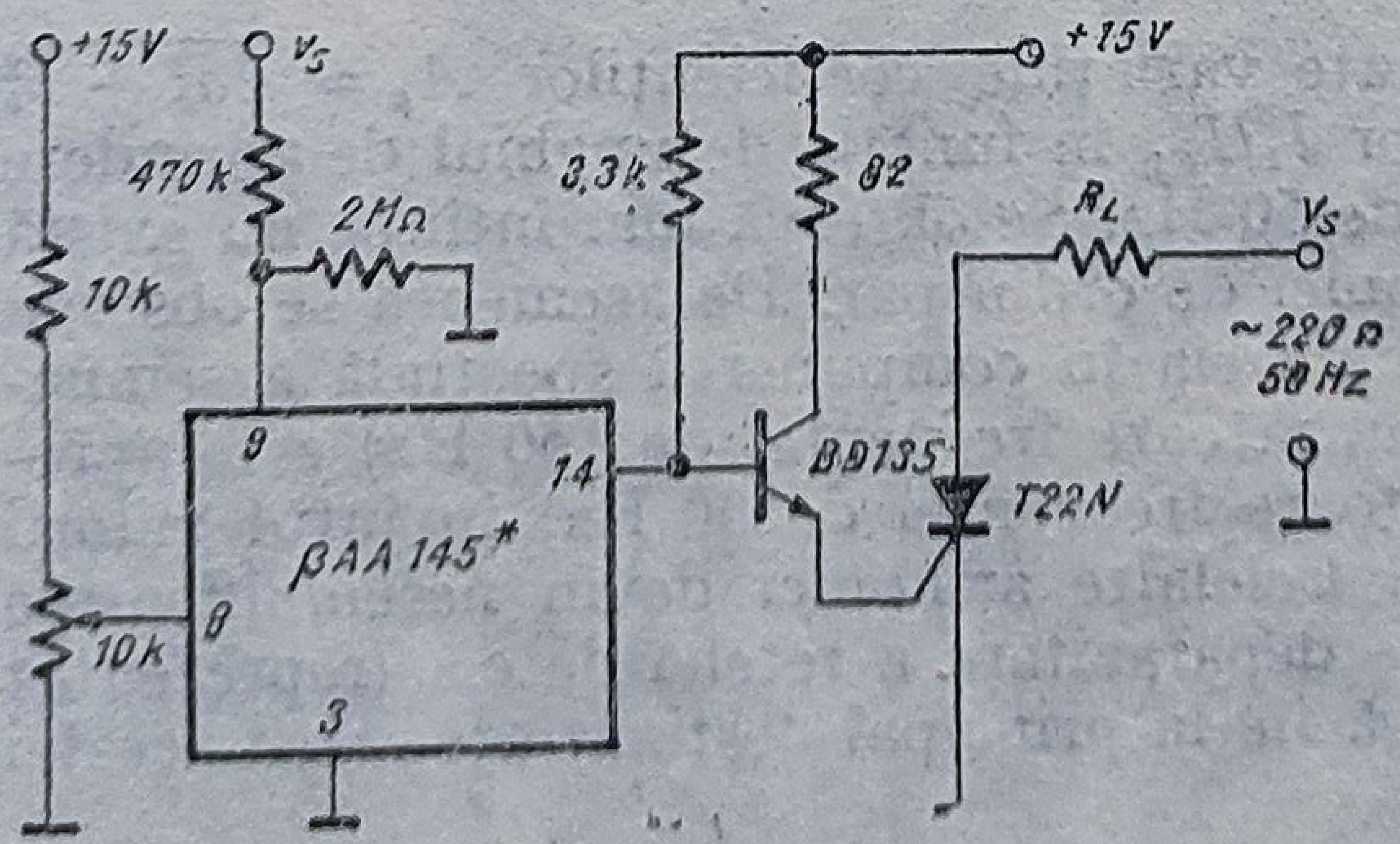


Fig. 2.70. Schema electrică de comandă a unui tiristor de 22 A.

Evident că fiind vorba de o comandă monoalternanță, toată discuția de la § 2.4.1 referitoare la domeniul maxim al puterii comandate și la generarea de armonici superioare frecvenței de lucru de 50 Hz, rămîne valabilă.

2.4.4. Comanda cu separare galvanică totală a unui tiristor de 1 A.

Necesitatea de sincronizare cu rețeaua de c.a. a circuitului βAA 145 face ca terminalul *3* (de masă) să fie conectat la nulul rețelei de c.a. De asemenea, impulsul de aprindere are ca punct de referință terminalul *3* (de masă) al circuitului. Deci, tiristorul trebuie conectat cu grila la terminalul de ieșire (*10* sau *14*) și cu catodul la terminalul *3* (de masă). Dar catodul face parte și din circuitul anodic ce cuprinde sarcina conectată la rețea.

O separare galvanică totală presupune separarea terminalului *3* al circuitului de nulul rețelei. Aceasta necesită cuplarea prin transformator atît a intrării de sincronizare (terminalul *9*) cît și a ieșirii (teminalul *10* sau *14*). În figura 2.71 este prezentată schema de aplicație discutată.

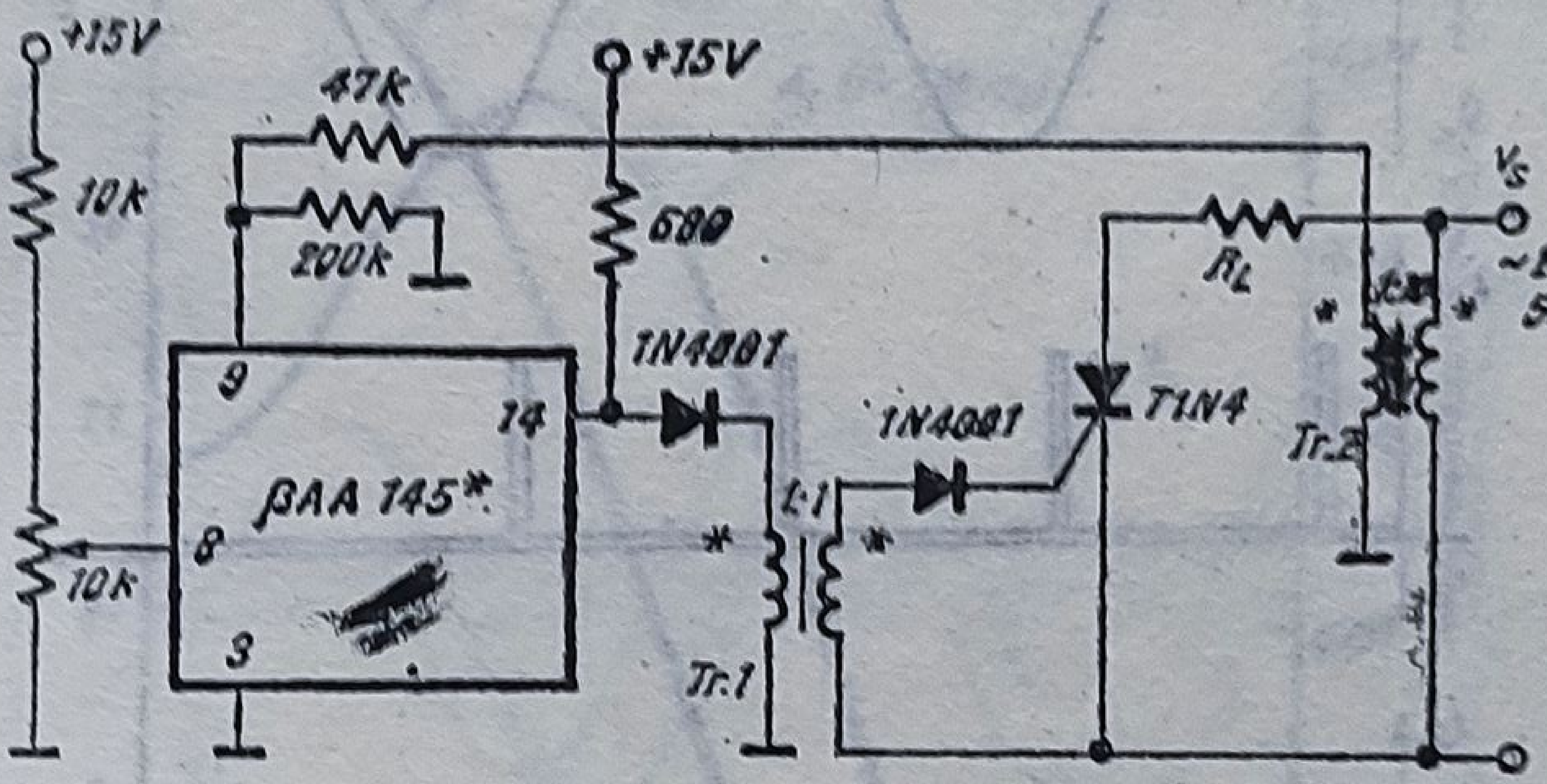


Fig. 2.71. Schema electrică de comandă cu separare galvanică totală.

Transformatorul T_1 furnizează în circuitul de grilă al tiristorului $T1N4$ impulsul de curent de aprindere, iar transformatorul T_2 asigură sincronizarea circuitului cu rețeaua de c.a.

2.4.5. Comanda bialternanță a unui tiristor de 1 A cu montaj în punte

În figura 2.72 se prezintă schema de aplicație și formele de undă specifice.

Puntea $P1M4$ realizează redresarea tensiunii de c.a. pentru a permite curentului de sarcină să treacă prin tiristorul $T1N4$ (unidirecțional) atît în timpul semialternanței negative cît și a celei pozitive.

Generarea impulsurilor de comandă bialternanță se realizează prin intermediul diodelor D_1 și D_2 care îndeplinesc rolul de „sumator" al impulsurilor furnizate de circuitul βAA 145 la terminalele *10* și *14*.

În ceea ce privește puterea disipată în sarcină și domeniul ei de variație, rămîn valabile considerațiile din § 2.4.2. (pentru comanda bialternanță).

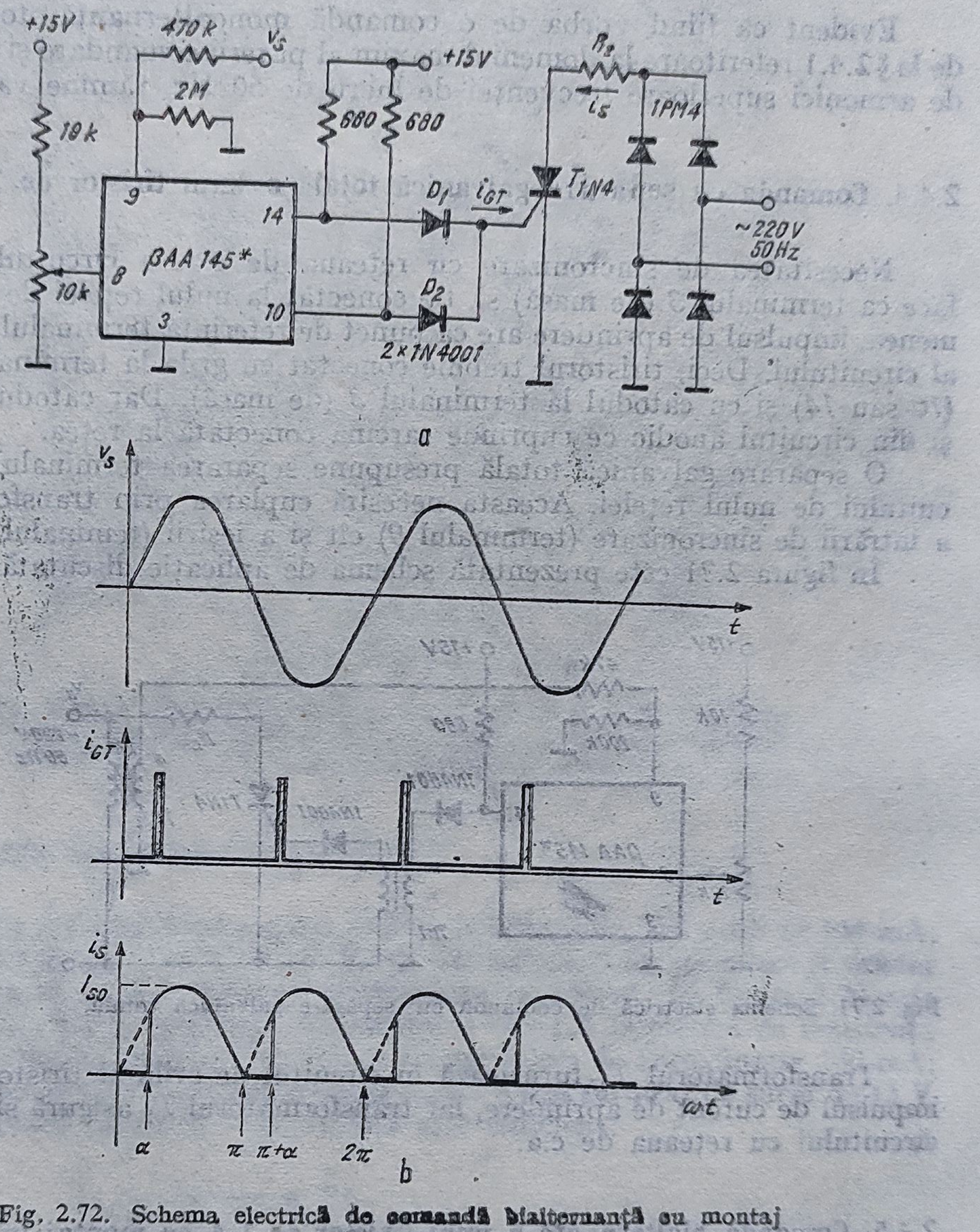


Fig. 2.72. Schema electrică de comandă bialternanță cu montaj în punte.

Pentru calculul armonicelor de ordin superior, observăm din figura 2.72.b că semnalul i_s este un semnal periodic cu perioada 2π pentru care trebuie analizată funcția:

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha) \cup [\pi, \pi + \alpha), \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha, \pi), \\ -\sin \omega t & \omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi) \end{cases} \tag{2.117}$$

se obține:

$$a_{2k+1} = 0 \qquad k = 0, 1, 2, \ldots$$

$$a_{2k} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{1 + \cos(2k+1)\alpha}{2k+1} + \frac{1 + \cos(2k-1)\alpha}{1-2k}\right] \qquad k = 0, 1, 2, 3, \ldots$$

$$b_{2k+1} = 0 \qquad k = 0, 1, 2, \ldots$$

$$b_{2k} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{\sin(2k-1)\alpha}{1-2k} + \frac{\sin(2k+1)\alpha}{2k+1}\right] \qquad k = 1, 2, 3, \ldots$$

În figura 2.73 sînt reprezentate grafic variațiile coeficienților A_k și amplitudinea normată I_k/I_{S0} a armonicelor semnalului i_S în funcție de unghiul de aprindere α. Se observă că nu există armonici de ordin impar dar că există o componentă continuă, A_0, și armonice de ordin par. Trebuie remarcată ponderea importantă a armonicei a doua și valoarea mare a componentei continue. Concluzia în ceea ce privește filtrul de deparazitare este directă: el trebuie acordat pe 100 Hz.

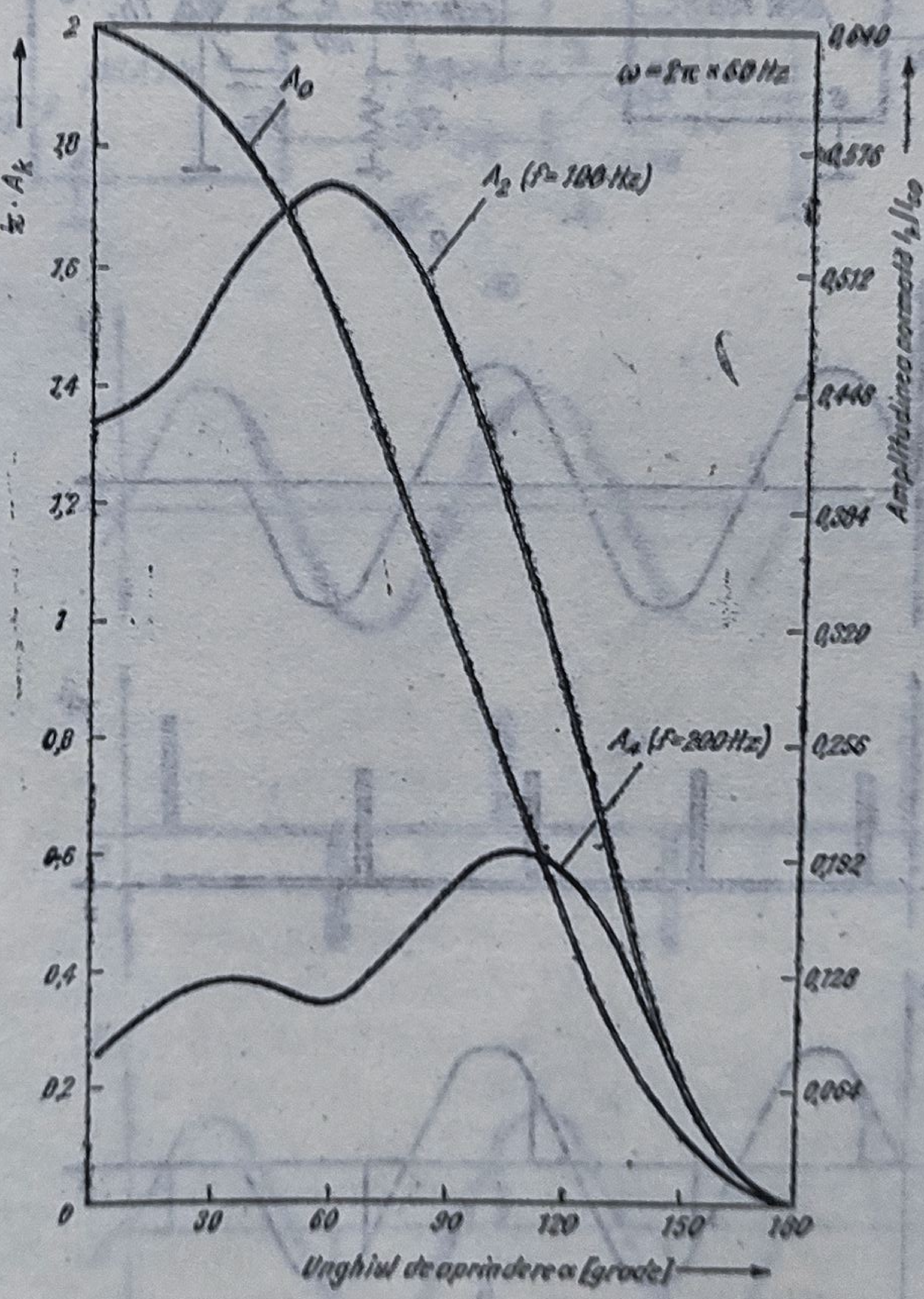


Fig. 2.73. Variația mărimilor A_k și I_k/I_S ($k = 0, 2, 4$) în funcție de unghiul de aprindere pentru schema din figura 2.72.a

2.4.6. Comanda în cadranul I a unui triac de 6 A

Conform convenţiei făcute în legătură cu modurile de comandă ale unui triac (vezi figura 2.64) este nevoie de impulsuri pozitive de comandă pe poartă atît pentru semialternanţa negativă cît şi pentru semialternanţa pozitivă. Schema de aplicaţie este prezentă în figura 2.74.*a*. Tranzistorul *BD* 135 prin rezistenţa de limitare R_1 de 100 ohmi asigură curentul de poartă necesar

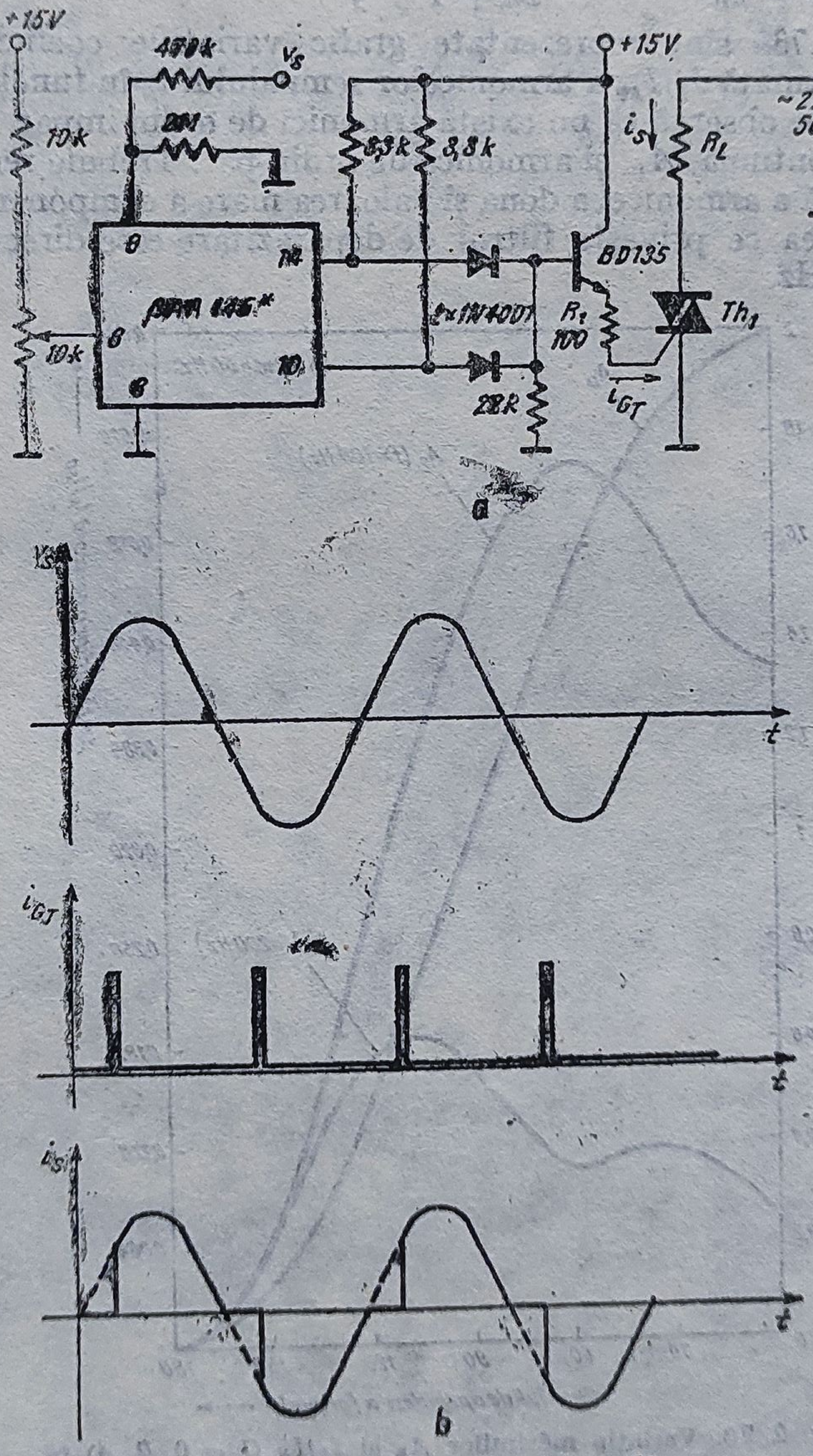


Fig. 2.74. Schema de aplicaţie şi formele de undă pentru comanda unui triac în cadranul *I*.

aprinderii tiristorului Th_1. Formele de undă sînt prezentate în figura 2.74. *b*. Toate problemele legate de puterea maximă disipată în sarcină și generarea de armonici superioare frecvenței de 50 Hz, discutate în § 2.4.2, rămîn valabile.

2.4.7. Comanda în cadranul III a unui triac de 6 A

În figura 2.75 este prezentată schema de aplicație care realizează comanda (optimă) a unui triac în cadranul III (vezi figura 2.64). Transformatorul folosit este un transformator de impulsuri cu priză mediană în primar. Formele de undă sînt date în fig. 2.75. *b*

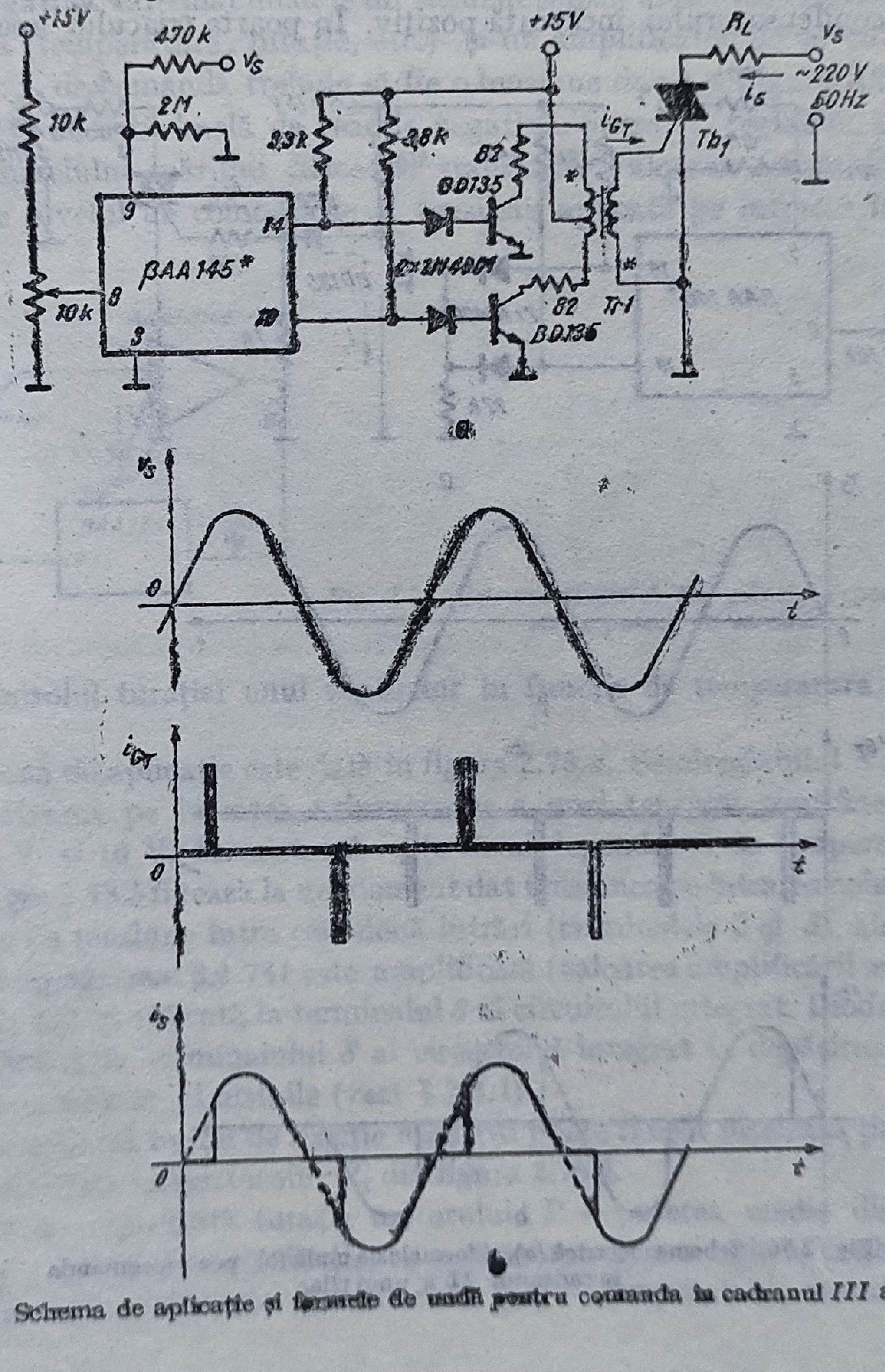


Fig. 2.75. Schema de aplicație și formele de undă pentru comanda în cadranul *III* a unui triac

2.4.8. Comanda în cadranul II a unui triac de 6 A

Pentru comanda unui triac în cadranul II sînt necesare (conform convenției adoptate) impulsuri negative de curent de aprindere.

În figura 2.76 este dată schema de aplicație ce permite oținerea acestor impulsuri negative de curent. În timpul în care nu se generează impuls nici pe ieșirea *10* și nici pe ieșirea *14*, tranzistorul *BD* 135 este blocat astfel încît prin rezistențele de 10 kΩ și 1 kΩ condensatorul de 0,22 μF se încarcă la o tensiune de aproximativ 15 V în sensul indicat pe figură. Cînd apare impuls pe terminalul *10* sau *14*, tranzistorul *BD* 135 se saturează și pune la masă armătura condensatorului încărcată pozitiv. În poarta triacului apare astfel

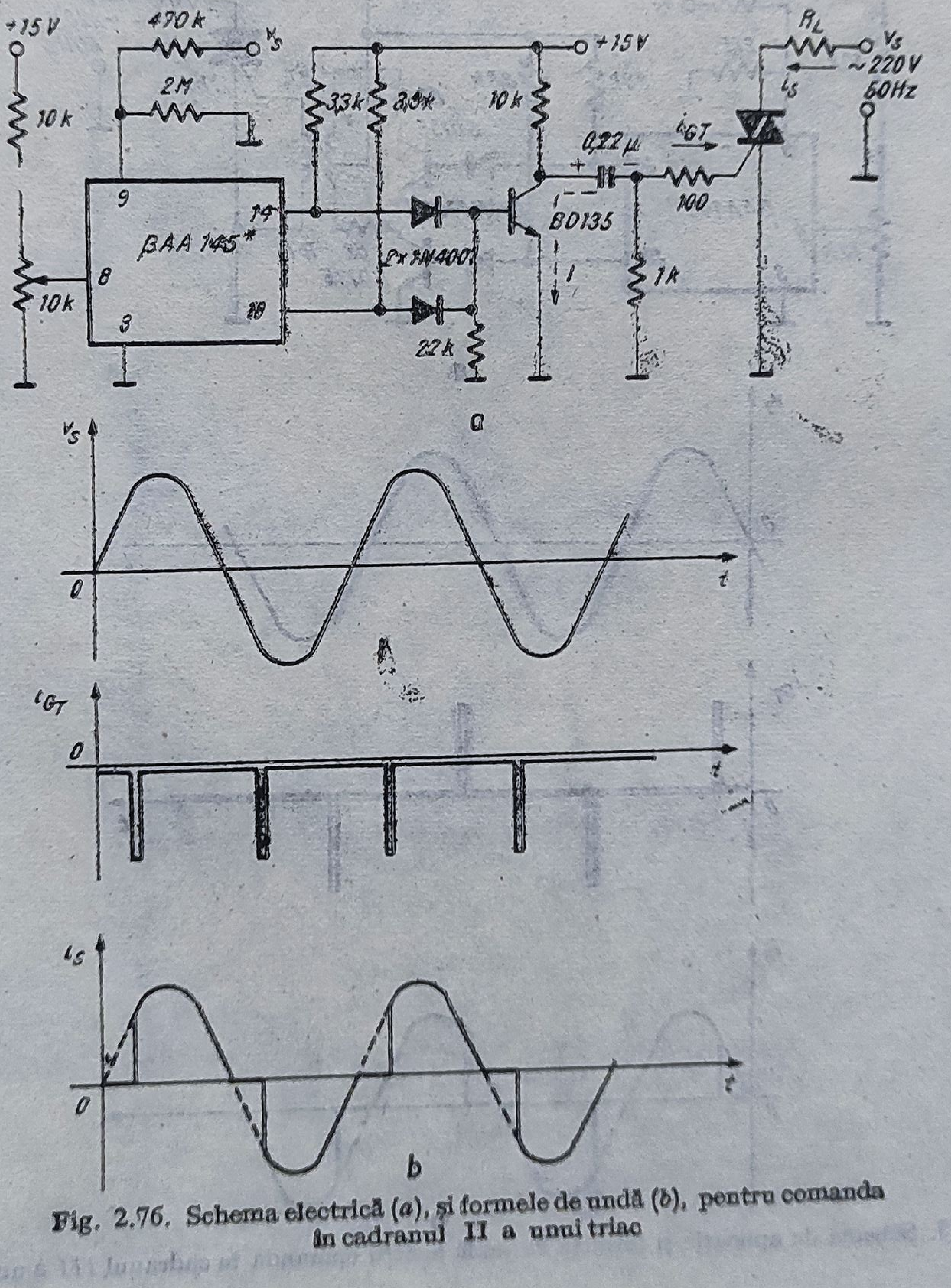


Fig. 2.76. Schema electrică (*a*), și formele de undă (*b*), pentru comanda în cadranul II a unui triac

limitat de rezistența de 100Ω un puls negativ de curent care constituie impulsul de aprindere. Se observă că acest impuls apare atît pe semialternanța negativă cît și pe cea pozitivă. Formele de undă sînt prezentate în figura 2.76.*b*.

În toate aplicațiile de mai sus, tensiunea de comandă a unghiului de conducție v_8, s-a obținut cu ajutorul unui potențiometru de la sursa de +15 V.

În cazul unei stabilizări a puterii în sarcină din circuitul anodic al triacului (tiristorului) comandat, tensiunea v_8 trebuie cuprinsă într-o buclă de reacție negativă care mai include un element senzor al mărimii fizice ce trebuie stabilizată (temperatură, turație, etc.) și un amplificator de curent continuu (tensiunea v_8 de comandă trebuie să fie o tensiune de c.c.). Figura 2.77 prezintă în principiu această buclă de reacție negativă. Sursa *E*, reglabilă, servește la alegerea nivelului mărimii fizice de stabilizat. Valoarea tensiunii sursei *E* constituie nivelul de comparație al tensiunii aplicate pe intrarea inversoare.

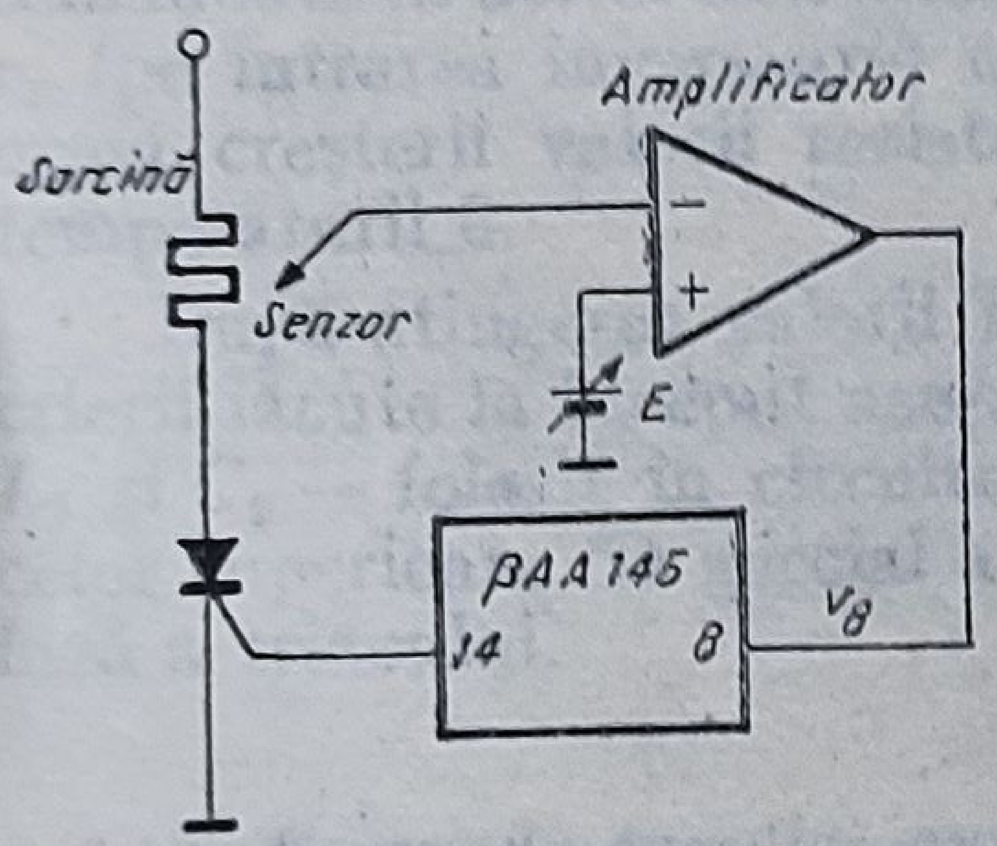


Fig. 2.77. Schema electrică de principiu pentru stabilizarea puterii în sarcină.

2.4.9. Controlul turației unui ventilator în funcție de temperatura ambiantă

Schema de aplicație este dată în figura 2.78.*a*. Semireglabilul R_2 de 10 kΩ permite fixarea pe intrarea neinversoare a unei tensiuni continue cuprinse între 7,5 V și 10 V. Termistorul R_1 (a cărui dependență de temperatură este dată în figra 2.78.*b* fixează la un moment dat tensiunea pe intrarea neinversoare. Diferența de tensiune între cele două intrări (terminalele *2* și *3*) ale amplificatorului operațional β*A* 741 este amplificată (valoarea amplificării este determinată de R_3) și aplicată la terminalul *8* al circuitului integrat. Dioda de 7,5 V asigură protecția terminalului *8* al circuitului integrat la depășirea valorilor de tensiune maxim admisibile (vezi § 2.3.1).

Funcționarea buclei de reacție negativă poate fi ușor înțeleasă ținînd cont de caracteristica termistorului R_1 din figura 2.78.*b*.

Dacă n reprezintă turația motorului, P — puterea medie disipată de motor, φ — unghiul de conducție, v_8 — tensinea de comandă a unghiului de conducție, R_1 — rezistența termistorului și θ — temperatura, atunci relațiile

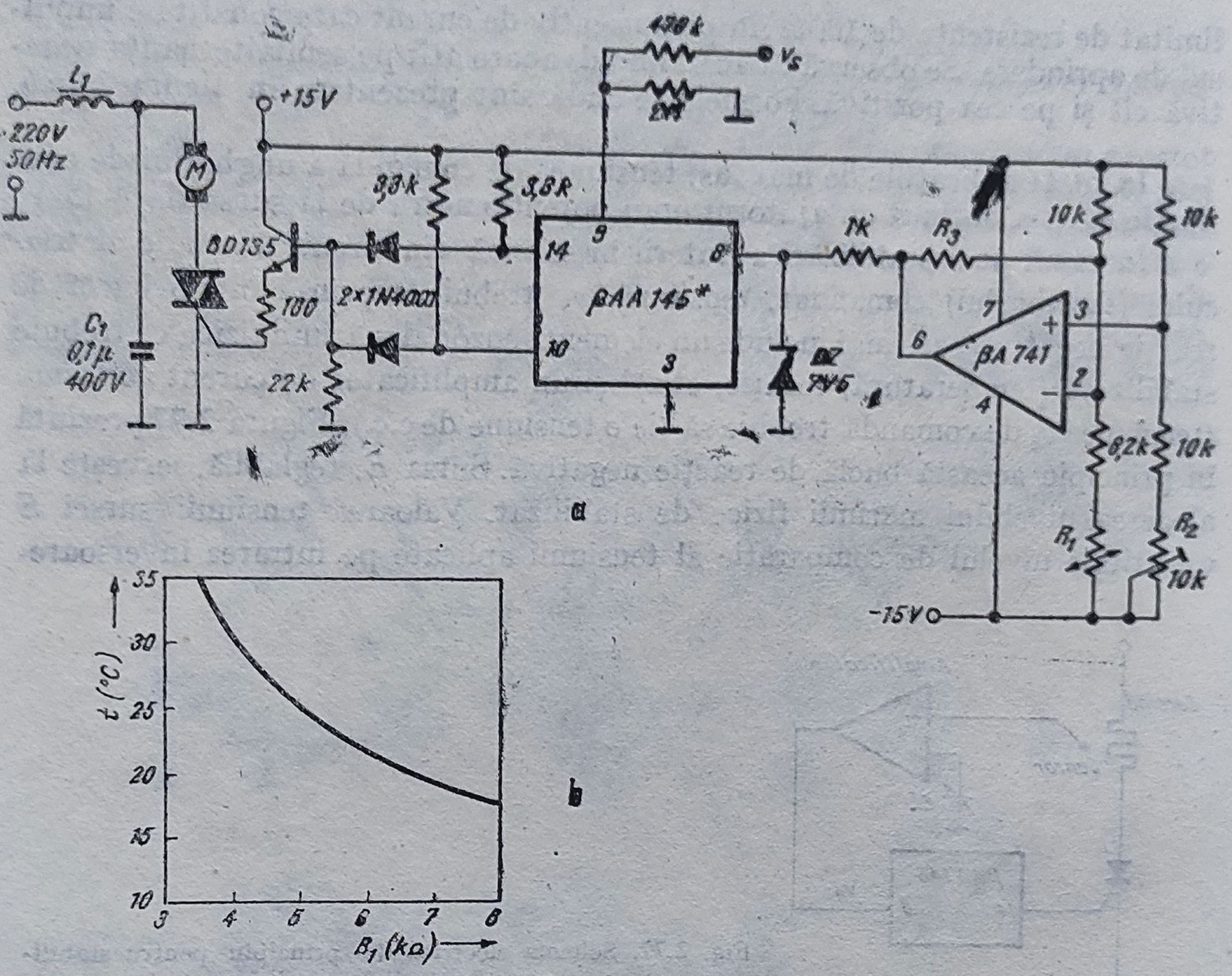


Fig. 2.78. (*a*) Schema de aplicație pentru controlul turației unui ventilator în funcție de temperatură. (*b*) Caracteristica electrică a termistorului R_1 cu coeficient negativ de temperatură (NTC).

care indică sensurile de variație ale parametrilor de mai sus la variațiile temperaturii sînt:

$$\frac{dn}{dP} > 0$$

$$\frac{dP}{d\varphi} > 0 \qquad \text{(vezi relația 2.114)}$$

$$\frac{d\varphi}{dv_8} > 0 \qquad \text{(vezi § 2.2.1)}$$

$$\frac{dv_8}{dR_1} < 0 \qquad \text{(amplificatorul βA 741 este în montaj inversor)}$$

$$\frac{dR_1}{d\theta} < 0 \qquad \text{(vezi graficul 2.78.b)}$$

Rezultă imediat:

$$\frac{du}{d\theta} > 0.$$

Orice creștere a temperaturii ambiante produce creșterea turației motorului fapt care conduce la micșorarea temperaturii. Se asigură în acest fel stabilizarea dorită a temperaturii ambiante.

Semireglabilul R_2 asigură o anumită valoare a tensiunii continue pe terminalul *3* (intrarea neinversoare) a amplificatorului operațional. Atîta timp cît temperatura ambiantă este mare și deci R_1 are o valoare mică (vezi figura 2.78.*b*), tensiunea continuă pe terminalul *2* (intrarea inversoare) al circuitului β*A* 741 este mică și deci:

$$V_3 > V_2.$$

Ieșirea (terminalul *6*) circuitului β*A* 741 se află la un potențial ridicat și deci tensiunea de comandă v_8 a unghiului de conducție este maximă. Unghiul de conducție are, în consecință valoarea sa maximă și deci puterea și turația comandată în motor sînt maxime. Această stare se menține pînă cînd tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) atinge nivelul tensiunii V_3. Aceasta se obține în urma creșterii valorii rezistenței R_1 a termistorului, ca urmare a creșterii temperaturii θ.

După atingerea valorii V_3 începe lucrul în regim stabilizat conform descrierii făcute la început asupra buclei de reacție negativă. Filtrul format de L_1 și C_2 — folosit în circuitul de sarcină are drept scop suprimarea armonicelor superioare (în special a treia) ce pot fi induse în rețea de comanda în fază a triacului.

2.4.10. Comanda turației unui motor universal

Schema de aplicație pentru comanda și stabilizarea turației unui motor este dată în figura 2.79. Prin intermediul unui tachometru (*T*) turația motorului (*M*) este transformată într-o tensine U_T care este divizată de divizorul R_2, R_3 și aplicată pe intrarea inversoare a amplificatorului β*A* 741. Pe intra-

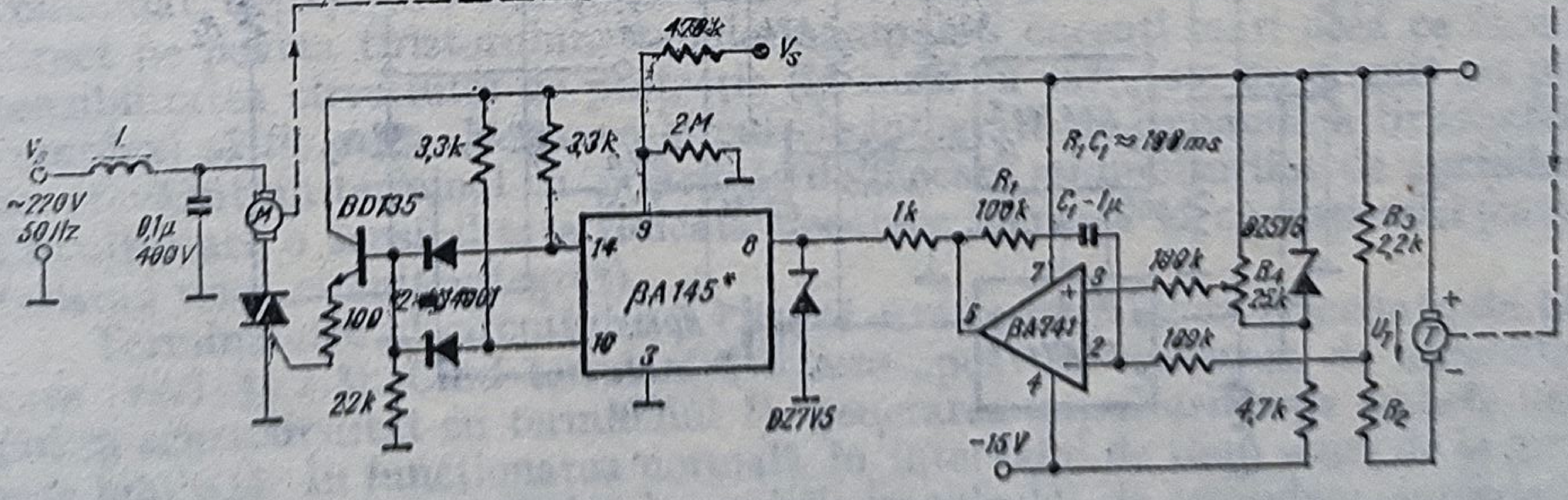


Fig. 2.79. Schema de aplicație pentru comanda vitezei unui motor.

rea neinversoare se aplică prin intermediul unui potențiometru R_4, o fracțiune din tensiunea diodei Zener de 5,6 V. Diferența dintre cele două tensiuni este amplificată de circuitul β*A* 741. Grupul R_1, C_1 face ca semnalul de ieșire să aibă o constantă de timp de mai multe semiperioade (valoarea R_1C_1 este mare, de ordinul a 100 ms).

Rezistența R_2 se alege astfel încît la turația maximă tensiunea U să provoace pe R_3 o tensiune maximă de 5 V. În acest fel, datorită diodei Zener de 5,6 V, tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) nu va fi depășită niciodată, indiferent de poziția cursorului potențiometrului R_4, de tensiunea v_3 (pe intrarea neinversoare) și deci ieșirea circuitului β*A* 741 nu va trece niciodată în starea „sus" adică nu va fi permisă niciodată o tensiune maximă de comandă a triacului. Valorile uzuale pentru grupul R_1, C_1 sînt $R_1 = 100$ kΩ, $C_1 = 1\mu$F.

O mare clasă de aplicații a circuitului de comandă a tiristoarelor și triacelor o constituie cele referitoare la **contactoarele statice.** *În continuare se prezintă două aplicații de acest fel.*

2.4.11. Punte redresoare monofazică semicomandată

În multe aplicații industriale de putere este nevoie de redresarea tensiunii de rețea și de controlul puterii medii disipate în sarcină. În cazul manipulării unor curenți mari, acest lucru se realizează prin folosirea unei punți redresoare semicomandate (formată din diode și tiristoare). Controlul puterii medii disipate în sarcină se face prin reglajul unghiului de conducție a tiristoarelor.

În figura 2.80 este prezentată o astfel de schemă de aplicație. Pentru o semialternanță a tensiunii de rețea conduc Th_1 și D_2 iar pentru cealaltă Th_2 și D_1. Formele de undă în sarcină sînt identice cu cele din aplicația prezentată în § 2.4.5 (figura 2.72). Ceea ce se remarcă aici este conectarea împreună a terminalelor *16* ale circuitelor β*AA* 145* ce generează impulsurile de aprindere

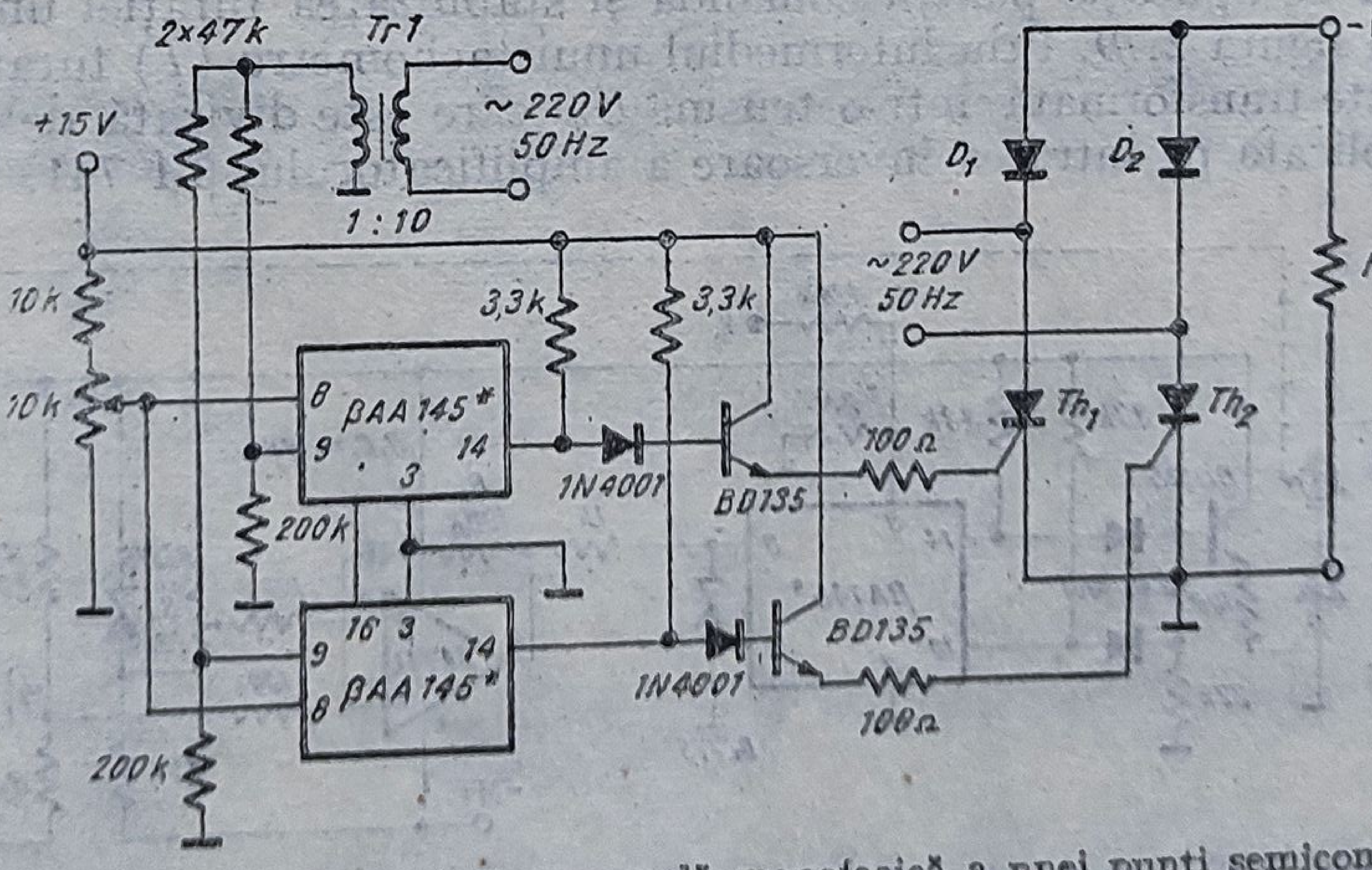


Fig. 2.80. Schema electrică de comandă monofazică a unei punți semicomandate.

pentru tiristoarele Th_1 şi Th_2. Această conectare este necesară pentru asigurarea simetriei unghiurilor de aprindere. Legarea împreună a terminalelor *16* (vezi § 2.2.3) face ca rampele de tensiune ale celor două circuite să fie identice şi deci pentru aceeaşi tensiune de comandă v_8, unghiurile de conducţie să fie egale.

.4.1 2. Punte redresoare trifazică semicomandată

Schema de aplicaţie prezentată în figura 2.81. *a* este o extindere a schemei electrice din figura 2.79 pentru o punte trifazică obţinîndu-se astfel o creştere substanţială a puterii în sarcină. Puntea trifazică este formată din diodele D_1, D_2, D_3 şi tiristoarele Th_1, Th_2, Th_3. Între fazele R,S,T există un defazaj de 120°. (figura 2.81.*b*). Curentul prin sarcina R_L se închide succesiv prin Th_3 şi D_2, apoi prin Th_2 şi D_1 şi în sfîrşit prin Th_1 şi D_3. Circuitele βAA 145 avînd terminalele *16* legate împreună şi o aceeaşi tensiune de comandă în terminalul *8*, deschid tiristoarele la acelaşi unghi de conducţie (considerat în raport cu fiecare din cele trei tensiuni de reţea). Impulsurile de aprindere vor fi identice ca durată însă defazate în timp cu 6,66 ms (corespunzătoare celor 120°). În sarcină ia naştere o tensiune ca cea din figura 2.81. *c* a cărei formă este puternic dependentă de valoarea unghiului de conducţie φ.

O problemă importantă care se pune în cazul aplicaţiilor de putere este **asigurarea protecţiei elementului activ comandat** (tiristor, triac) la eventualele accidente legate de nefuncţionarea corectă a buclei de reacţie ce trebuie să asigure stabilizarea puterii în sarcină. Circuitul integrat βAA 145 ce asigură comanda, poate „interpreta" acest accident ca o scădere a puterii în sarcină şi în consecinţă să genereze impulsuri de aprindere cu unghi de conducţie din ce în ce mai mare, crescînd puterea în sarcină în mod nejustificat şi punînd în pericol de distrugere termică tiristorul sau triacul comandat. Acelaşi efect îl poate avea şi un accident în circuitul de răcire al radiatorului unui tiristor de putere, a cărui rezistenţă termică a crescut şi care astfel nu mai poate disipa puterea maximă calculată.

Pentru astfel de accidente există scheme de protecţie, separate de bucla de reacţie de stabilizare a puterii în sarcină, care acţionează la nivelul porţii tiristorului, blocînd-o atunci cînd temperatura radiatorului elementului activ comandat, depăşeşte o anumită valoare. În cazul în care blocarea se efectuează direct pe poarta tiristorului, trebuie manipulaţi curenţi mari ceea ce face ca sensibilitatea circuitului de protecţie (în cazul în care este un circuit nu prea complex) să fie mică. De aceea circuitele integrate de comandă a tiristoarelor au prevăzut un terminal cu prioritate de blocare a impulsurilor de aprindere. Circuitul are o sensibilitate ridicată deoarece lucrează la curenţi mici (caracteristici unui circuit integrat).

Terminalul *6* al circuitului βAA 145 este terminalul cu prioritate de blocare (vezi §2.2.3). Cînd terminalul *6* este „pus" la tensiunea de alimentare (adică scurtcircuitat cu terminalul *1*) generarea impulsurilor pe ambele ieşiri este inhibată. În funcţionarea normală în intervalul de timp scurs de la generarea impulsului de nul şi pînă la apariţia impulsului de aprindere, impedanţa de intrare pe terminalul *6* este foarte mare (există numai joncţiuni blocate).

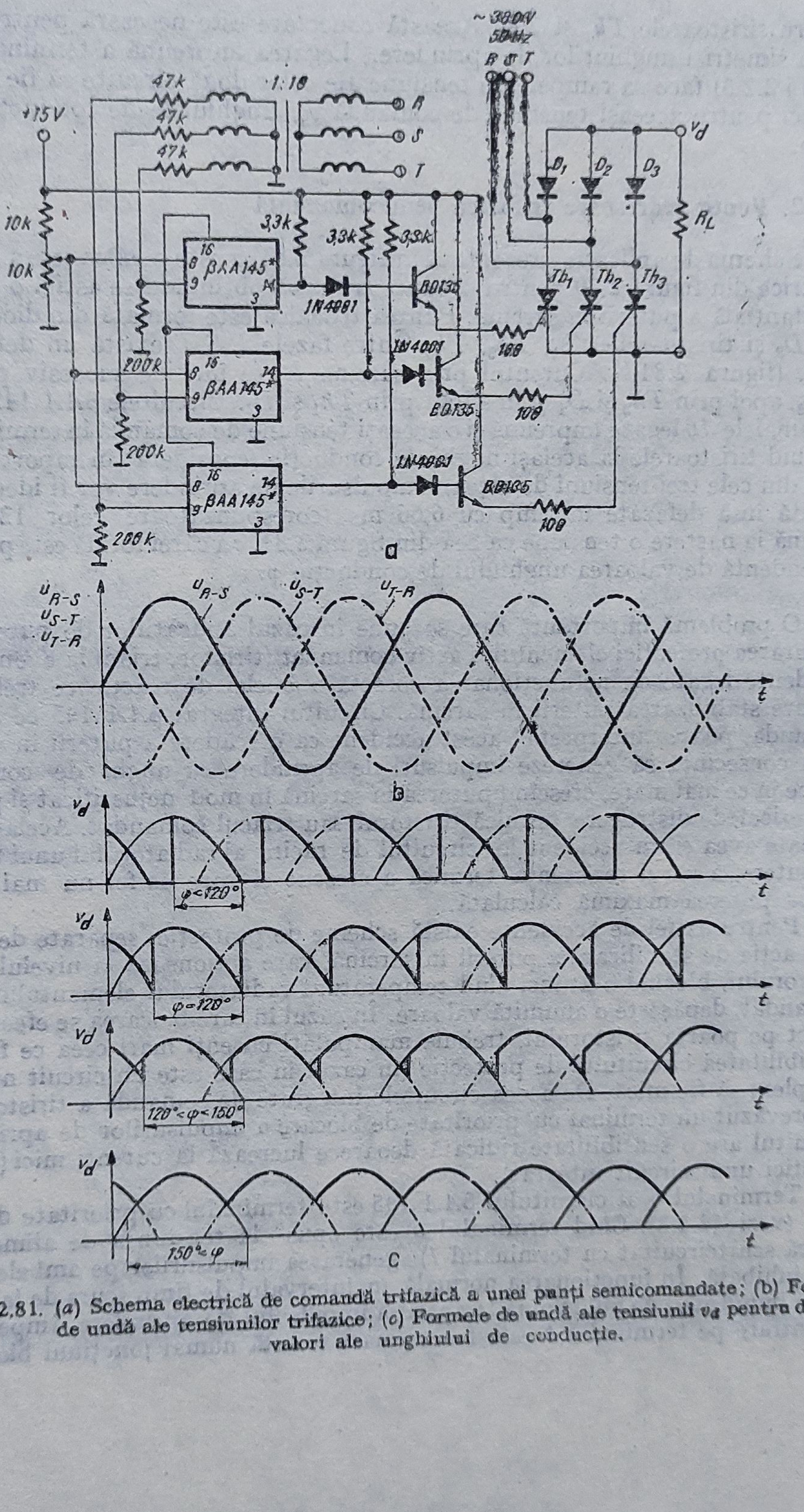


Fig. 2.81. (a) Schema electrică de comandă trifazică a unei punți semicomandate; (b) Formele de undă ale tensiunilor trifazice; (c) Formele de undă ale tensiunii v_d pentru diferite valori ale unghiului de conducție.

Orice schemă de aplicaţie care foloseşte terminalul 6 pentru blocarea impulsurilor de aprindere trebuie să respecte această condiţie. Dacă nu se ţine cont de această condiţie este posibil să apară impulsuri de aprindere parazite.

2.4.13. Circuit cu histerezis, pentru protecţia la străpungere a elementului de putere comandat

Circuitul prezentat în figura 2.82. *a* realizează protecţia triacului Th_1 la creşterea accidentală a temperaturii radiatorului său (deci şi a joncţiunilor) peste o valoare limită fixată.

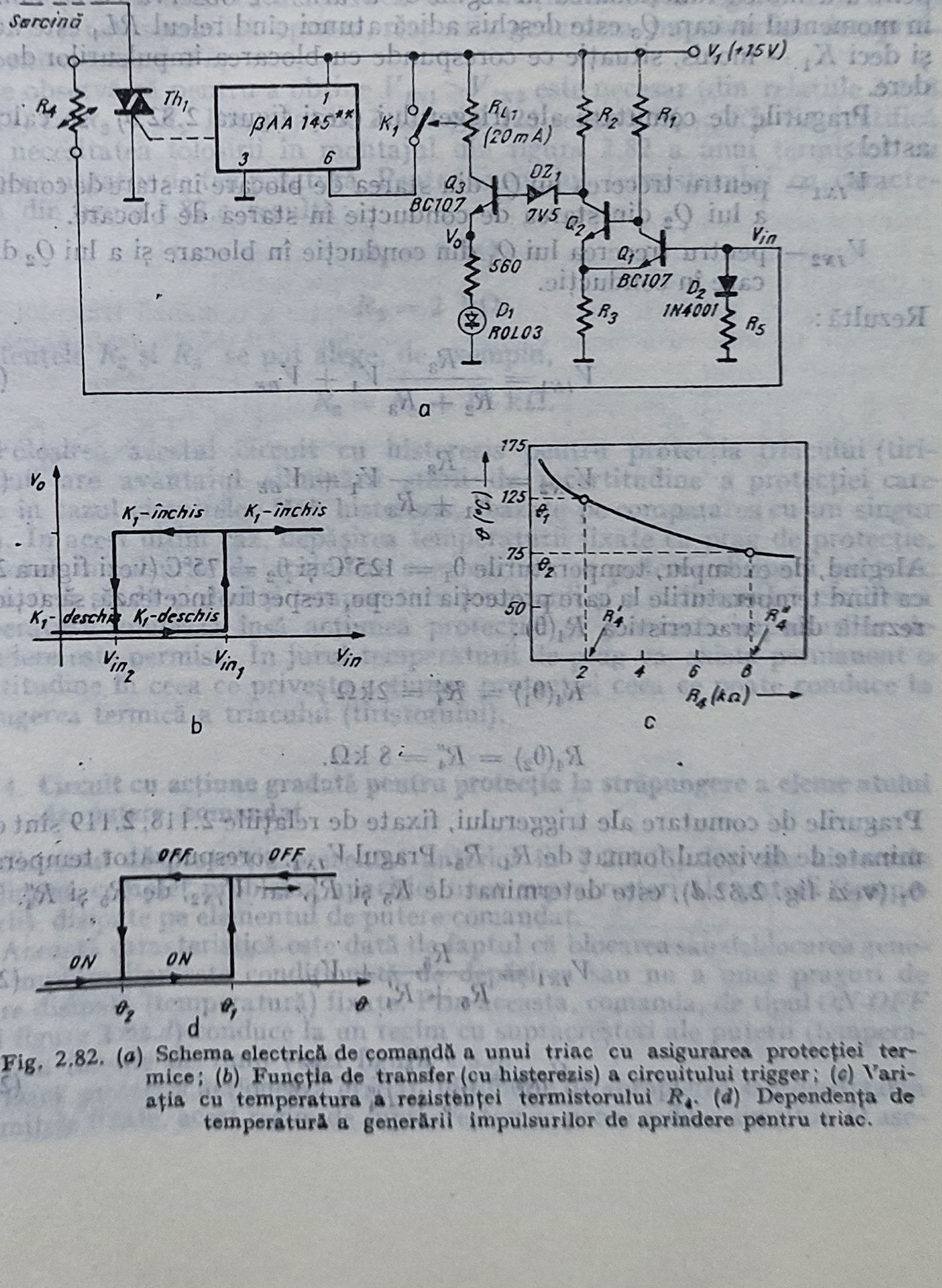


Fig. 2.82. (*a*) Schema electrică de comandă a unui triac cu asigurarea protecţiei termice; (*b*) Funcţia de transfer (cu histerezis) a circuitului trigger; (*c*) Variaţia cu temperatura a rezistenţei termistorului R_4. (*d*) Dependenţa de temperatură a generării impulsurilor de aprindere pentru triac.

Cu βAA 145** s-a notat întreaga schemă electrică de aplicaţie din figura 2.78.

Comanda de blocare se face cu ajutorul unui contact K_1 închis de releul RL_1. Acesta este comandat de tranzistorul Q_3, reprezentînd etajul de ieşire al triggerului. Circuitul cu histerezis (triggerul propriu-zis) este format de tranzistoarele Q_1, Q_2 şi rezistoarele R_1, R_2, R_3. Rezistorul R_4 este de fapt un termistor cu coeficient negativ de temperatură (NTC) de tipul celui folosit în schema descrisă în § 2.4.9. Dioda Zener DZ_1 asigură blocarea fermă a lui Q_3 atunci cînd Q_2 este saturat. Dioda luminescentă D_1 din emitorul lui Q_3 este folosită pentru a indica funcţionarea în regim de avarie. Se observă că ea luminează în momentul în care Q_3 este deschis adică atunci cînd releul RL_1 este acţionat şi deci K_1 — închis, situaţie ce corespunde cu blocarea impulsurilor de aprindere.

Pragurile de comutare ale triggerului (vezi figura 2.82.*b*) se calculează astfel:

V_{IN1} — pentru trecerea lui Q_1 din starea de blocare în stare de conducţie şi a lui Q_2 din starea de conducţie în starea de blocare.

V_{IN2} — pentru trecerea lui Q_1 din conducţie în blocare şi a lui Q_2 din blocare în conducţie.

Rezultă:

$$V_{IN1} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_1 + V_{BE} \tag{2.118}$$

$$V_{IN2} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_1 + V_{BE} \tag{2.119}$$

Alegînd, de exemplu, temperaturile $\theta_1 = 125°C$ şi $\theta_2 = 75°C$ (vezi figura 2.82.*c*) ca fiind temperaturile la care protecţia începe, respectiv încetează, să acţioneze, rezultă din caracteristica $R_4(\theta)$:

$$R_4(\theta_1) = R_4' = 2\text{k}\Omega,$$

$$R_4(\theta_2) = R_4'' = 8\ \text{k}\Omega.$$

Pragurile de comutare ale triggerului, fixate de relaţiile 2.118, 2.119 sînt determinate de divizorul format de R_4, R_5. Pragul V_{IN1}, corespunzător temperaturii θ_1 (vezi fig. 2.82.*d*), este determinat de R_5 şi R_4', iar V_{IN2}, de R_5 şi R_4''. Deci:

$$V_{IN1} = \frac{R_5}{R_5 + R_4'} + V_D, \tag{2.120}$$

$$V_{IN2} = \frac{R_5}{R_5 + R_4''} + V_D. \tag{2.121}$$

Dioda D_2 nu este absolut necesară. Introducerea ei în circuit simplifică însă foarte mult relațiile de proiectare ale triggerului după cum se poate vedea comparînd (2.118) cu (2.120) și (2.119) cu (2.121). O soluție imediată este:

$$R_5 = R_3,$$

$$R_2 = R_4',$$

$$R_1 = R_4''.$$

Se obține în final caracteristica de funcționare din figura 2.82.*d* în care *OFF* și *ON* semnifică oprirea, respectiv generarea, impulsurilor de aprindere pentru triacul Th_1.

Se observă că pentru a obține $V_{IN1} > V_{IN2}$ este necesar (din relațiile 2.118 și 2.119) ca $R_2 < R_1$. Din relațiile 2.120 și 2.121 rezultă $R_4' < R_4''$. Se justifică astfel necesitatea folosirii în montajul din figura 2.82 a unui termistor cu coeficient negativ de temperatură. Pentru exemplul termistorului cu caracteristica din figura 2.82.*c* rezultă:

$$R_1 = 8\ \text{k}\Omega,$$

$$R_2 = 2\ \text{k}\Omega.$$

Rezistențele R_3 și R_5 se pot alege, de exemplu,

$$R_3 = R_5 = 10\ \text{k}\Omega.$$

Folosirea acestui circuit cu histerezis pentru protecția triacului (tiristorului) are avantajul eliminării stării de incertitudine a protecției care apare în cazul circuitelor fără histerezis, (bazate pe compararea cu un singur prag). În acest ultim caz, depășirea temperaturii fixate ca prag de protecție, blochează impulsurile de aprindere ceea ce face ca puterea disipată pe triac (tiristor) să scadă și deci și temperatura joncțiunii și a radiatorului. Scăderea temperaturii anulează însă acțiunea protecției și generarea impulsurilor de aprindere este permisă. În jurul temperaturii de prag va exista permanent o incertitudine în ceea ce privește acțiunea protecției ceea ce poate conduce la distrugerea termică a triacului (tiristorului).

2.4.14. Circuit cu acțiune gradată pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat

Circuitul de protecție prezentat anterior în § 2.4.13, deși are histerezis nu elimină complet problema apariției unor supracreșteri ale puterii (temperaturii) disipate pe elementul de putere comandat.

Această caracteristică este dată de faptul că blocarea sau deblocarea generării impulsurilor este condiționată de depășirea sau nu a unor praguri de putere disipată (temperatură) fixate. Prin aceasta, comanda, de tipul *ON-OFF* (vezi figura 2.82.*d*) conduce la un regim cu supracreșteri ale puterii (temperaturii) în funcție de timp (vezi figura 2.83).

Dacă protecția acționează gradat, în funcție de apropierea sau depărtarea de limitele fixate, acest regim de supracreșteri se poate reduce simțitor. O ase-

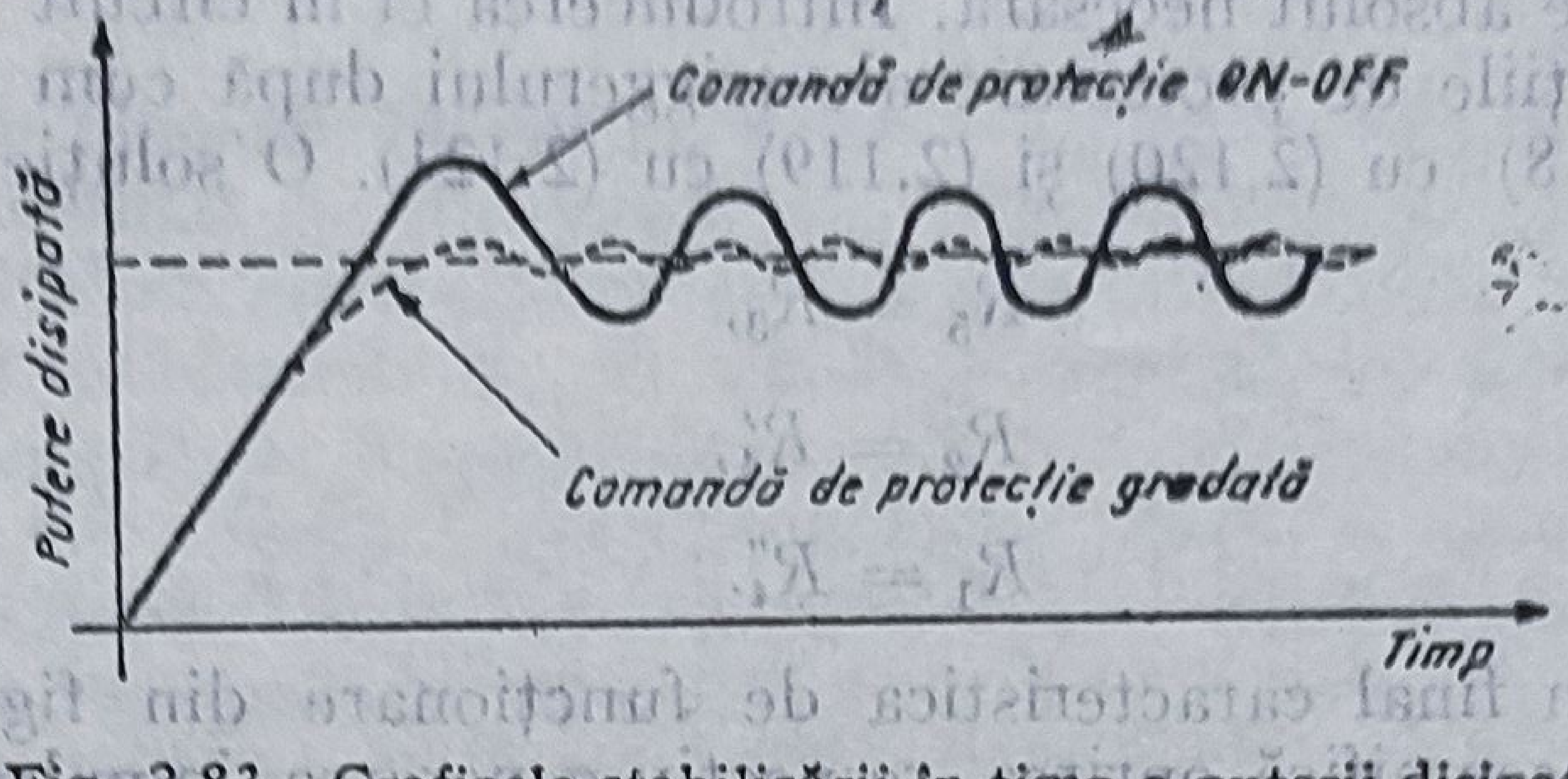


Fig. 2.83. Graficele stabilizării în timp a puterii disipate pentru cele două tipuri de protecții: *ON—OFF* și *gradată*.

menea acțiune gradată constă nu în oprirea sau generarea de impulsuri de aprindere la depășirea unor praguri ci de reducere sau creștere a intensității comenzii pe măsură ce temperatura se apropie sau nu de limitele periculoase. Figura 2.83 prezintă cu linie punctată un astfel de regim de funcționare. În cazul circuitului βAA 145 folosit în montajul de mai jos, această variație a intensității comenzii se va realiza prin modificarea unghiului de conducție a triacului comandat în funcție de regimul termic sesizat.

În figura 2.84 este dată schema de aplicație a comenzii triacului T_1 cu protecție termică cu acțiune gradată. *(Notația βAA 145** desemnează mon-*

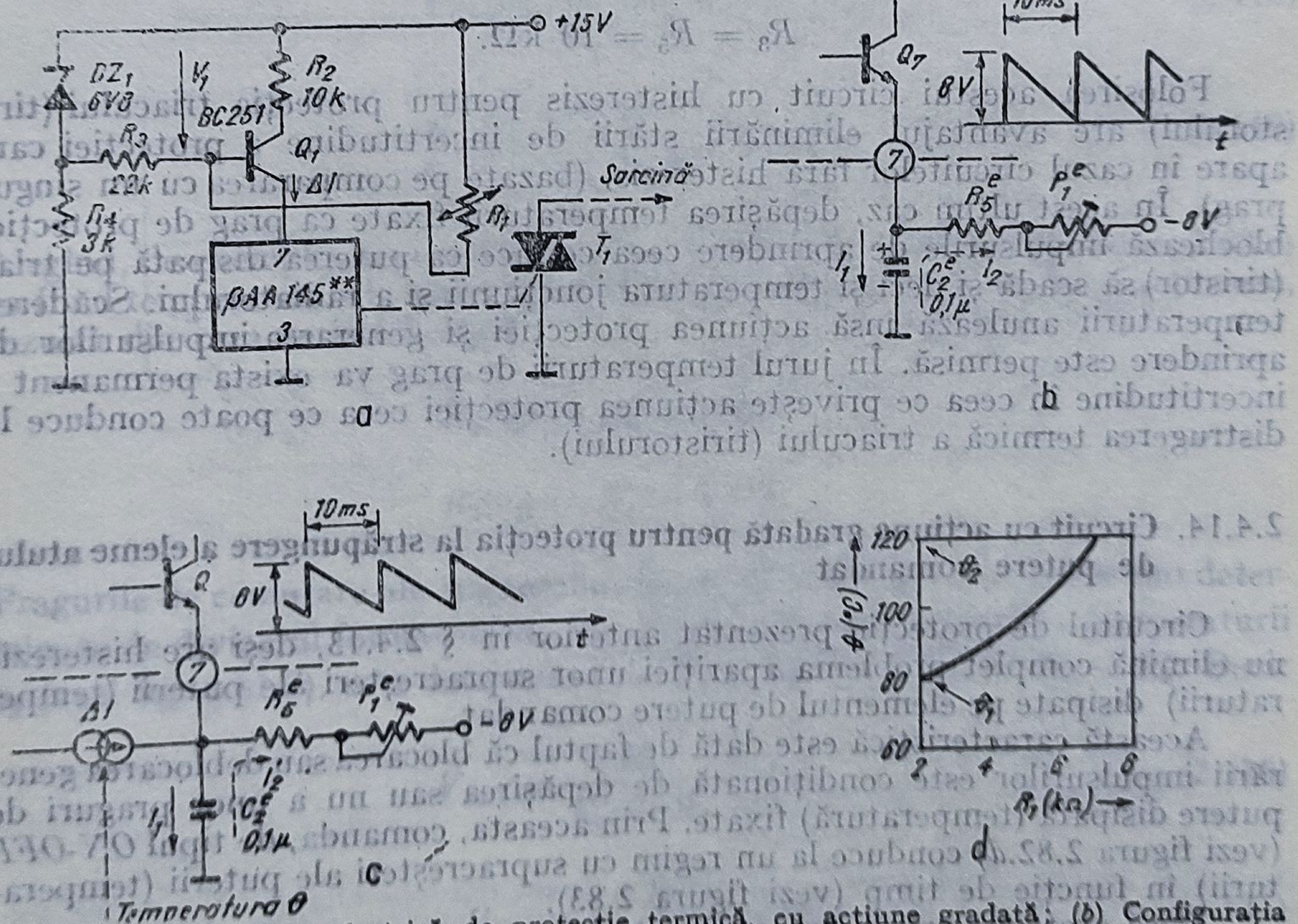


Fig. 2.84. (*a*) Schema electrică de protecție termică, cu acțiune gradată; (*b*) Configurația electrică uzuală la terminalul 7; (*c*) Configurația electrică la terminalul 7 pentru protecție gradată; (*d*) Dependența rezistenței termistorului R_1 de temperatură.

tajul din figura 2.74). Se remarcă prezenţa unui circuit format din tranzistorul Q_1, dioda Zener DZ_1, rezistoarele R_2, R_3, R_4 şi termistorul cu coeficient *pozitiv* de temperatură *(PTC)*, ce acţionează asupra terminalului *7* al circuitului integrat. Pe acest terminal, după cum se ştie se obţine o rampă de tensiune cu panta controlată de grupul C_2^e, R_5^e, P_1^e (vezi § 2.2.3). În figura 2.84.*b* este reluată configuraţia de schemă electrică de la terminalul *7* al circuitului β*AA* 145. Impulsul de nul deschide tranzistorul intern Q_7 care încarcă rapid printr-un curent I_1 de aproximativ 50 mA, condensatorul C_2^e la o tensiune de aproximativ 8 V. După ce impulsul de nul se termină, (proces ce durează cîteva zeci de μs) tranzistorul Q_7 se blochează şi C_2^e se descarcă de la +8V la −8V cu un curent I_2 prin rezistorul $R_5^e + P_1^e$, generînd rampa de tensiune. Panta acestei rampe este foarte importantă pentru valoarea unghiului de conducţie (vezi §2.2.3). Creşterea pantei, la o valoare fixă a tensiunii de comandă v_8, produce o scădere a unghiului de conducţie (vezi §2.2.3)

Pe acest efect se bazează ideea circuitului de protecţie propus. Introducerea unui generator de curent ΔI, dependent de temperatură, în terminalul *7* (ca în figura 2.84.*c*) are ca efect micşorarea curentului de descărcare (de la I_2 în figura 2.84.*b* la I_2' în figura 2.84.*c*) a capacităţii C_2 şi în consecinţă la micşorarea pantei rampei de tensiune şi deci la micşorarea unghiului de conducţie al triacului comandat. Dacă ΔI creşte cu temperatura atunci efectul este cel căutat: creşterea temperaturii determină creşterea pantei rampei şi deci micşorarea unghiului de conducţie adică micşorarea puterii disipate în unitatea de timp. Pe măsură ce temperatura joncţiunii triacului T_1 creşte, puterea disipată pe fiecare semiperioadă a tensiunii de reţea scade. Se obţine astfel regimul ilustrat de curba punctată din figura 2.83.

Mai trebuie remarcat că acest curent ΔI, care nu apare decît atunci cînd se depăşeşte o temperatură prestabilită a joncţiunii triacului T_1, are o valoare mică (0 ... 100 μA) şi deci nu influenţează regimul de încărcare a lui C_2^e (curentul de încărcare I_1 fiind de aproximativ 60 mA).

Schema electrică a generatorului de curent ΔI, dependent de temperatură este cea prezentată în figura 2.84.*a*. Se observă că:

$$\Delta I = (V_1 - V_{BE})\frac{1}{R_2},$$

$$V_1 = \frac{R_1(\theta)}{R_1(\theta) + R_3} V_Z,$$

$$\Delta I = \frac{V_Z}{R_2}\frac{R_1(\theta)}{R_1(\theta) + R_3} - \frac{V_{BE}}{R_2}. \qquad (2.123)$$

Să admitem că $R_1(\theta)$ are variaţia din figura 2.84.*d* în care temperaturile critice alese sînt: $\theta_1 = 80°C$ — temperatura de atenţionare (de la care începe să funcţioneze circuitul de protecţie), $\theta_2 = 120°C$ — temperatura maxim admi-

sibilă pentru joncțiunea triacului protejat (la care generarea impulsurilor de aprindere încetează). Este deci necesar ca:

$$\Delta I = 0 \qquad \theta \leqslant \theta_1 \tag{2.124}$$

$$\Delta I = I_{Max} \qquad \theta \geqslant \theta_2$$

Din (2.123) și (2.124) rezultă:

$$V_Z \frac{R_1(\theta_1)}{R_1(\theta_1) + R_3} - V_{BE} = 0 \tag{2.125}$$

sau

$$R_3 = R_1(\theta_1)\left[\frac{V_Z}{V_{BE}} - 1\right]. \tag{2.126}$$

Valoarea lui I_{Max} din (2.124) se poate calcula ușor (vezi figura 2.84.*c*); I_{Max} este acel curent ΔI care nu mai permite capacității C_2^e să se descarce ($I_2' = 0$). Deci, tensiunea pe capacitatea C_2^e este constantă și are valoarea de +8V (fixată intern). Grupul $R_5^e + P_1^e$ are valoarea uzuală de 160 kΩ care asigură panta optimă (vezi §2.2.3). Deci:

$$I_{Max} = \frac{8+8}{160}\ \text{mA} = 0{,}1\ \text{mA} \tag{2.127}$$

Din (2.124) și (2.123) rezultă:

$$I_{Max} = \frac{1}{R_2}\left[V_Z \frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_3} - V_{BE}\right]. \tag{2.128}$$

Din (2.126) și (2.128) se obține:

$$R_2 = \frac{1}{I_{Max}}\left[V_Z \frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_1(\theta_1)\left(\frac{V_Z}{V_{BE}} - 1\right)} - V_{BE}\right]. \tag{2.129}$$

Relațiile 2.126 și 2.129 permit alegerea valorilor R_2 și R_3 în funcție de dependența de temperatură a termistorului R_1.

Rezistorul R_4 are sarcina să polarizeze dioda Zener DZ_1. Cu o diodă Zener de 6,8 V și o rezistență de polarizare de 3 kΩ, folosind curba $R_1(Q)$ din figura 2.84. *d* pentru temperaturile critice $\theta_1 = 80°C$ și $\theta_2 = 120°C$ rezultă aplicînd relațiile anterioare:

$$R_3 = 22\ \text{k}\Omega,$$

$$R_2 = 10\ \text{k}\Omega.$$

Cu circuitul din figura 2.84.*a*, pentru diverse valori ale rezistenței R_1 s-a obținut o variație a rampei de tensiune ca aceea din figura 2.85. Rezultă că schema de aplicație descrisă mai sus realizează o conversie $\varphi(\theta)$ ca aceea din figura 2.86.

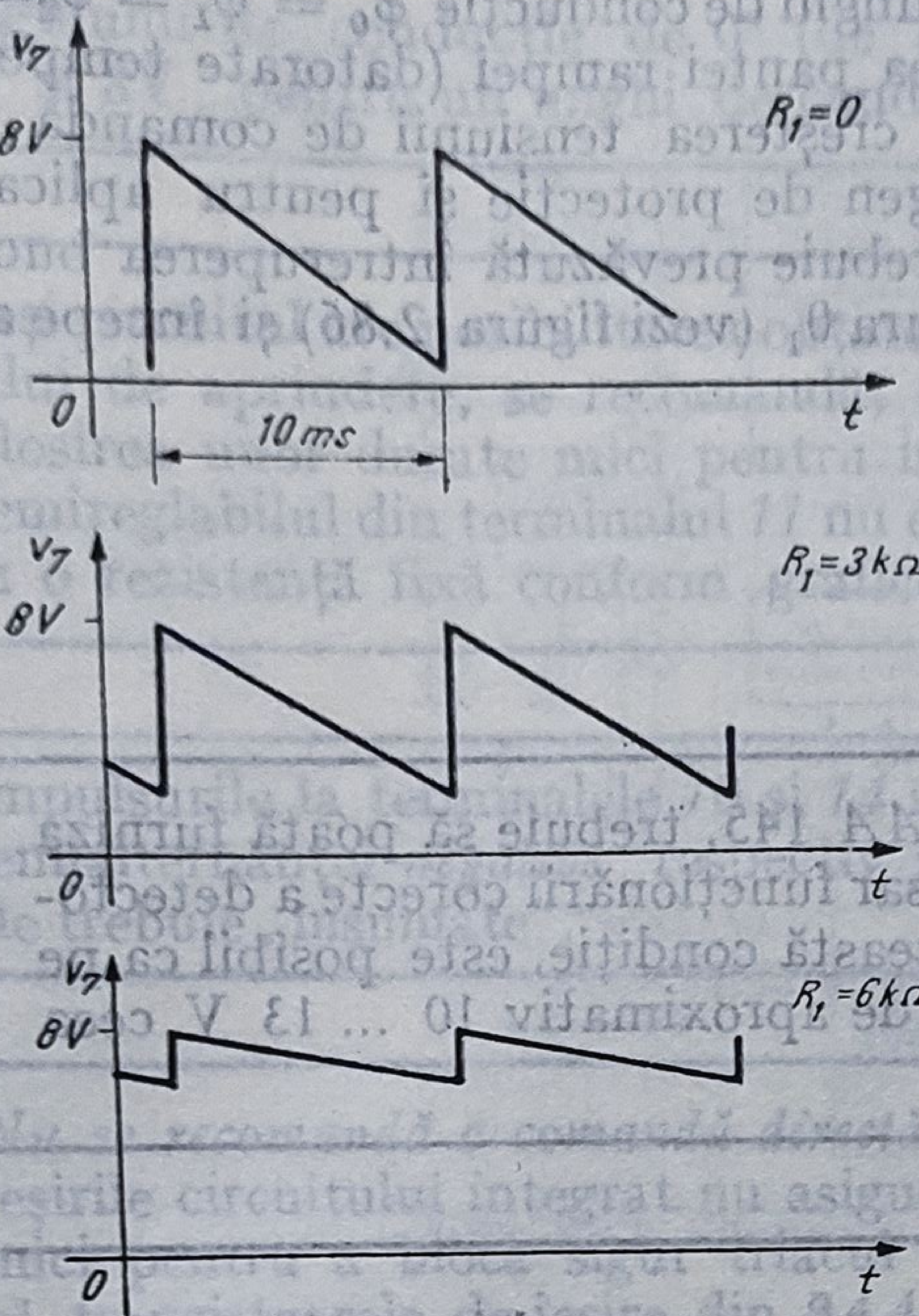


Fig. 2.85. Variația rampei de tensiune în funcție de rezistența R_1.

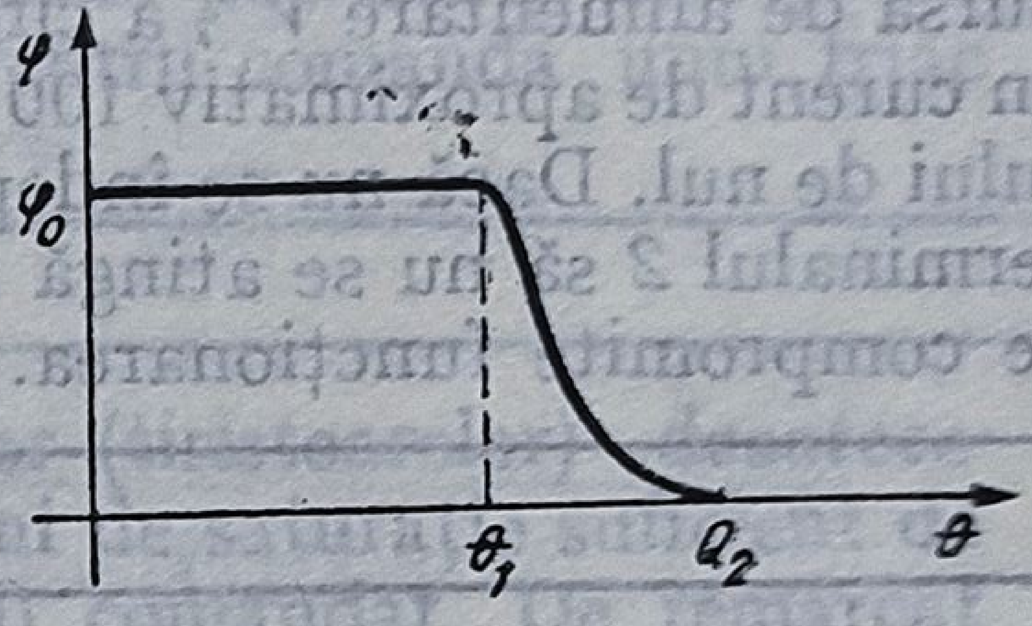


Fig. 2.86. Variația unghiului de conducție în funcție de temperatura joncțiunii triacului.

Trebuie remarcat că este absolut necesar ca tensiunea de comandă pe terminalul *8* să fie fixă. Dacă tensiunea de comandă v_8 este prinsă într-o buclă de reacție negativă pentru stabilizare, atunci protecția de mai sus nu mai poate fi folosită deoarece circuitul nu și-ar mai atinge niciodată un punct de funcționare. Într-adevăr bucla de protecție termică a triacului ar micșora unghiul de conducție (prin creșterea pantei de tensiune) ceea ce ar duce și la micșorarea puterii disipate în sarcină. Aceasta ar avea ca efect, prin acțiunea buclei de stabilizare a puterii în sarcină, creșterea tensiunii de comandă v_8, pentru mărirea unghiului de conducție φ. Din nou triacul disipă o putere mare și bucla de protecție mărește și mai mult panta rampei, etc. Figura 2.87 ilustrează

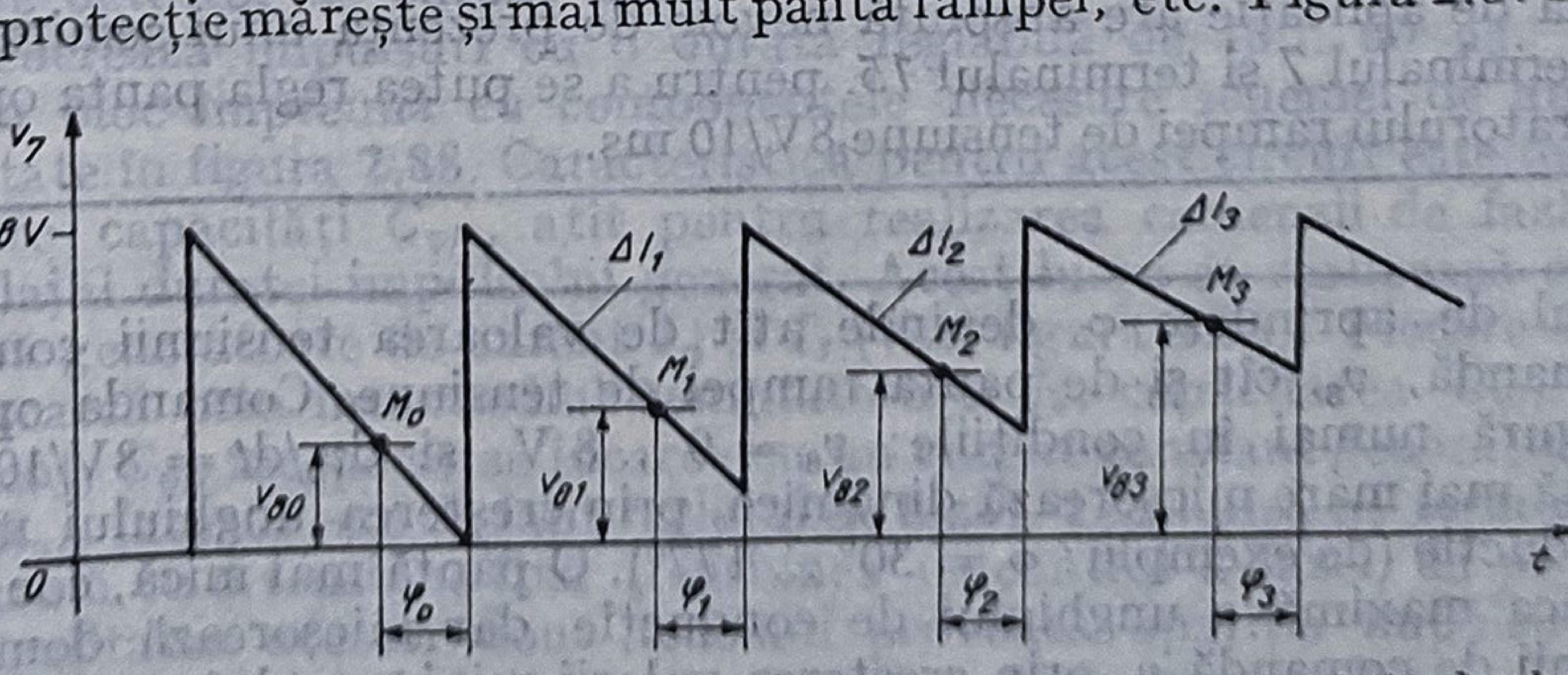


Fig. 2.87. Modificarea punctului de funcționare *M* în cazul existenței ambelor bucle de reacție.

acest fenomen. Pentru obținerea aceluiași unghi de conducție $\varphi_0 = \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3$ necesar stabilizării în sarcină, la creșterea pantei rampei (datorate temperaturii triacului) bucla de reacție produce creșterea tensiunii de comandă v_8.

Este posibil să se folosească acest gen de protecție și pentru aplicații cu stabilizare de putere în sarcină dar trebuie prevăzută întreruperea buclei de reacție atunci cînd se atinge temperatura θ_1 (vezi figura 2.86) și începe acțiunea buclei de protecție.

2.5. De reținut pentru utilizare

Sursa de alimentare V^+, a circuitului β*AA* 145, trebuie să poată furniza un curent de aproximativ 100 mA necesar funcționării corecte a detectorului de nul. Dacă nu se îndeplinește această condiție, este posibil ca pe terminalul *2* să nu se atingă tensiunea de aproximativ 10 ... 13 V ceea ce compromite funcționarea.

Divizorul rezistiv, pe intrarea de sincronizare, are un rol foarte important pentru viteza de trecere prin zero a tensiunii alternative de rețea. De această viteză depinde funcționarea la parametrii optimi ai circuitului. Divizorul folosit în majoritatea aplicațiilor, 470 kΩ/2MΩ asigură performanțele optime în cazul sincronizării directe cu rețeaua de c.a. Dacă sincronizarea se face prin intermediul unui transformator de impulsuri (deci la o tensiune de c.a. cu amplitudine mai mică decît a rețelei de c.a.) trebuie respectate două condiții:

— curentul necesar de sincronizare, i_9, să fie cuprins între 0,4 și 0,7 mA;

— $R_1^e/R_2^e \ll 22$,

Schema de aplicație are absolută nevoie de prezența unui semireglabil între terminalul 7 și terminalul *15*. pentru a se putea regla panta optimă a generatorului rampei de tensiune 8V/10 ms.

Unghiul de aprindere φ, depinde atît de valoarea tensiunii continue de comandă, v_8, cît și de panta rampei de tensiune. Comanda optimă se asigură numai în condițiile: $v_8 = 0 \ldots 8$ V și $dv_7/dt = 8$V/10 ms. O pantă mai mare micșorează dinamica, prin creșterea unghiului minim de conducție (de exemplu: φ = 30° ... 177°). O pantă mai mică, conservă dinamica maximă a unghiului de conducție dar micșorează domeniul tensiunii de comandă v_8 prin creșterea valorii minime a lui v_8 necesară

unghiului de conducție de 0° (de exemplu v_8 trebuie să varieze între 3V și 8V pentru un unghi de conducție cuprins între 0° și 177°)

Deși circuitul are posibilitatea obținerii unei valori mari a duratei impulsului de aprindere, se recomandă, ori de cîte ori aceasta este posibil, folosirea unor durate mici pentru impulsul de aprindere ($\Delta t \leq 0{,}6$ ms). Semireglabilul din terminalul *11* nu este absolut necesar. Se poate înlocui cu o rezistență fixă conform graficelor ce-l determină pe **Δt**.

Impulsurile la terminalele *10* și *14* sînt amîndouă pozitive și corespund semialternanței *negative* respectiv *pozitive*. Pentru comanda unui triac ele trebuie „însumate".

Nu se recomandă o comandă directă a triacelor (tiristoarelor) deoarece ieșirile circuitului integrat nu asigură tensiuni de saturație suficient de mici pentru a bloca sigur triacul (tiristorul) comandat. De remarcat că tranzistoarele de ieșire din βAA 145 pot absorbi chiar și un curent de 100 mA.

2.6. Alte circuite

2.6.1. Circuitul *TEA 1007* (*AEG-TELEFUNKEN*)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Curentul de aprindere furnizat este de + 150 mA
- Are protecție la scurtcircuit
- Are detector de curent nul
- Generează impulsuri cu o durată reglabilă de 10 ... 60 µs.

Schema bloc împreună cu componentele necesare schemei de aplicație sînt prezentate în figura 2.88. Caracteristică pentru acest circuit este folosirea unei singure capacități $C_{\varphi/t}$, atît pentru realizarea comenzii de fază cît și pentru reglajul duratei impulsului generat. Acest lucru se realizează cu ajutorul a două generatoare de curent I_φ și I_t (vezi figura 2.88). Fiecare impuls de nul, descarcă prin intermediul comutatorului K, capacitatea $C_{\varphi/t}$. După acest moment, $C_{\varphi/t}$ începe să se încarce cu un curent constant generat de I_φ și reglat din $R_{\varphi/t}$ (acesta este de fapt reglajul de fază). Tensiunea pe terminalul *7* este comparată cu o tensiune fixă (tensiunea de control a fazei) de pe terminalul *6*. Egalitatea acestor două tensiuni provoacă apariția impulsului de aprindere pe terminalul *2*, intrarea în funcțiune a generatorului I_t (al cărui

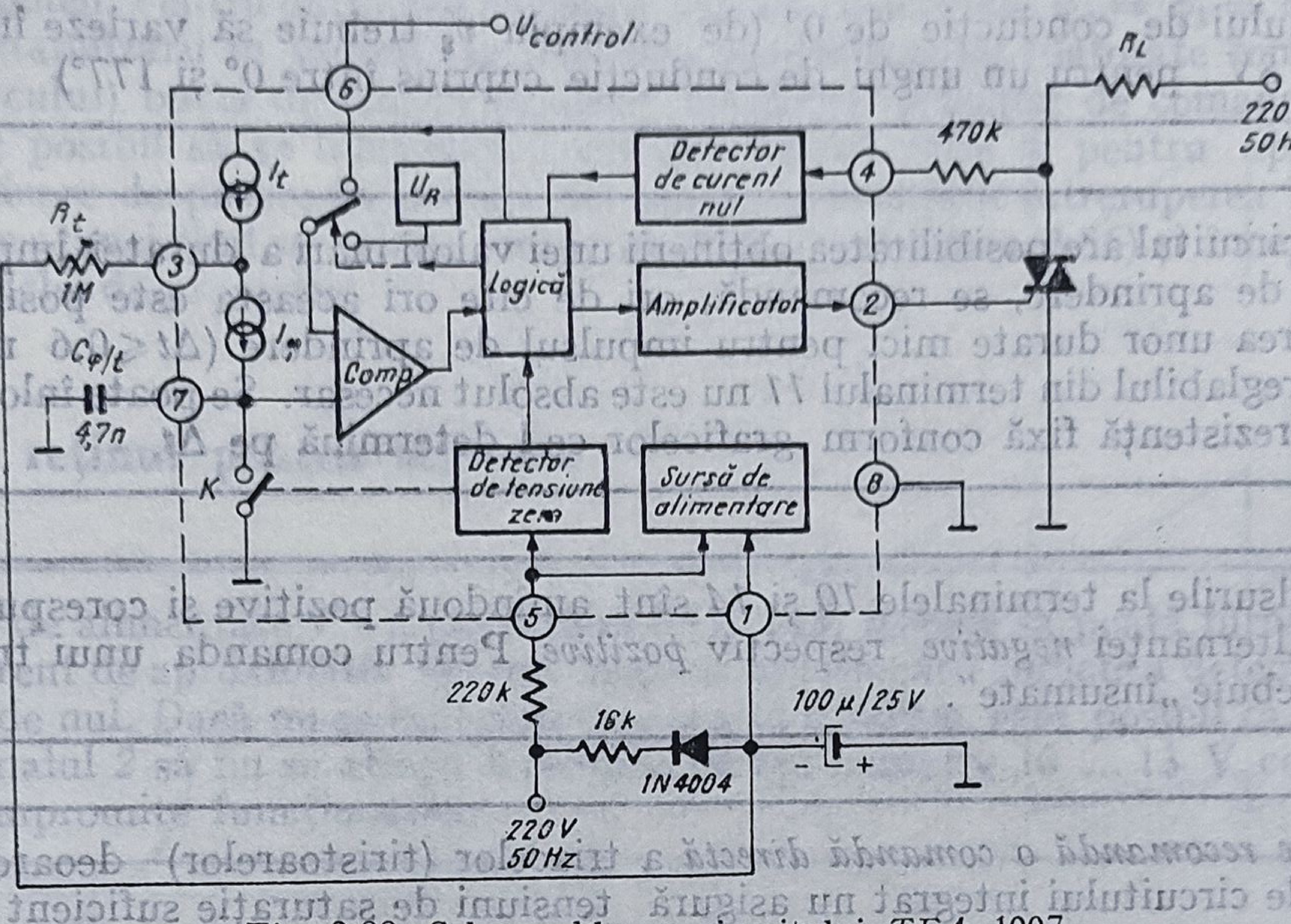


Fig. 2.88. Schema bloc a circuitului *TEA* 1007.

curent se însumează cu I_φ) și trecerea intrării comparatorului pe o tensiune internă U_R. Condensatorul $C_{\varphi/t}$ continuă să se încarce cu un curent $I_\varphi + I_t$ pînă la nivelul de tensiune U_R, cînd apare un nou impuls la ieșirea comparatorului. Acesta constituie sfîrșitul duratei impulsului de aprindere pe terminalul 2 și provoacă aducerea în starea inițială a tuturor etajelor circuitului.

În schema bloc se mai constată existența unui etaj de detecție a momentului scăderii curentului anodic sub valoarea curentului de menținere al triacului. De fapt detectorul „constată" creșterea tensiunii anodice a triacului și numai după acest moment permite circuitului să funcționeze conform celor descrise anterior adică să genereze impulsuri de aprindere. Această precauție este deosebit de utilă atunci cînd triacul lucrează pe sarcini inductive care „întîrzie" momentul anulării curentului anodic față de momentul anulării tensiunii alternative a rețelei industriale. Fără detectorul de curent nul este posibilă generarea impulsurilor de aprindere după anularea tensiunii alternative (conform funcționării descrise anterior) dar înaintea anulării curentului anodic. Aceste impulsuri rămîn fără efect și astfel sarcina din circuitul anodic al triacului „pierde" puterea corespunzătoare unei semialternanțe.

2.6.2. Circuitul *U 106BS* (*AEG-TELEFUNKEN*)

- Este un circuit cu comandă prin zero cu referință fixă sau variabilă
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Generează impulsuri de aprindere de — 250 mA
- Are protecție la scurtcircuit.

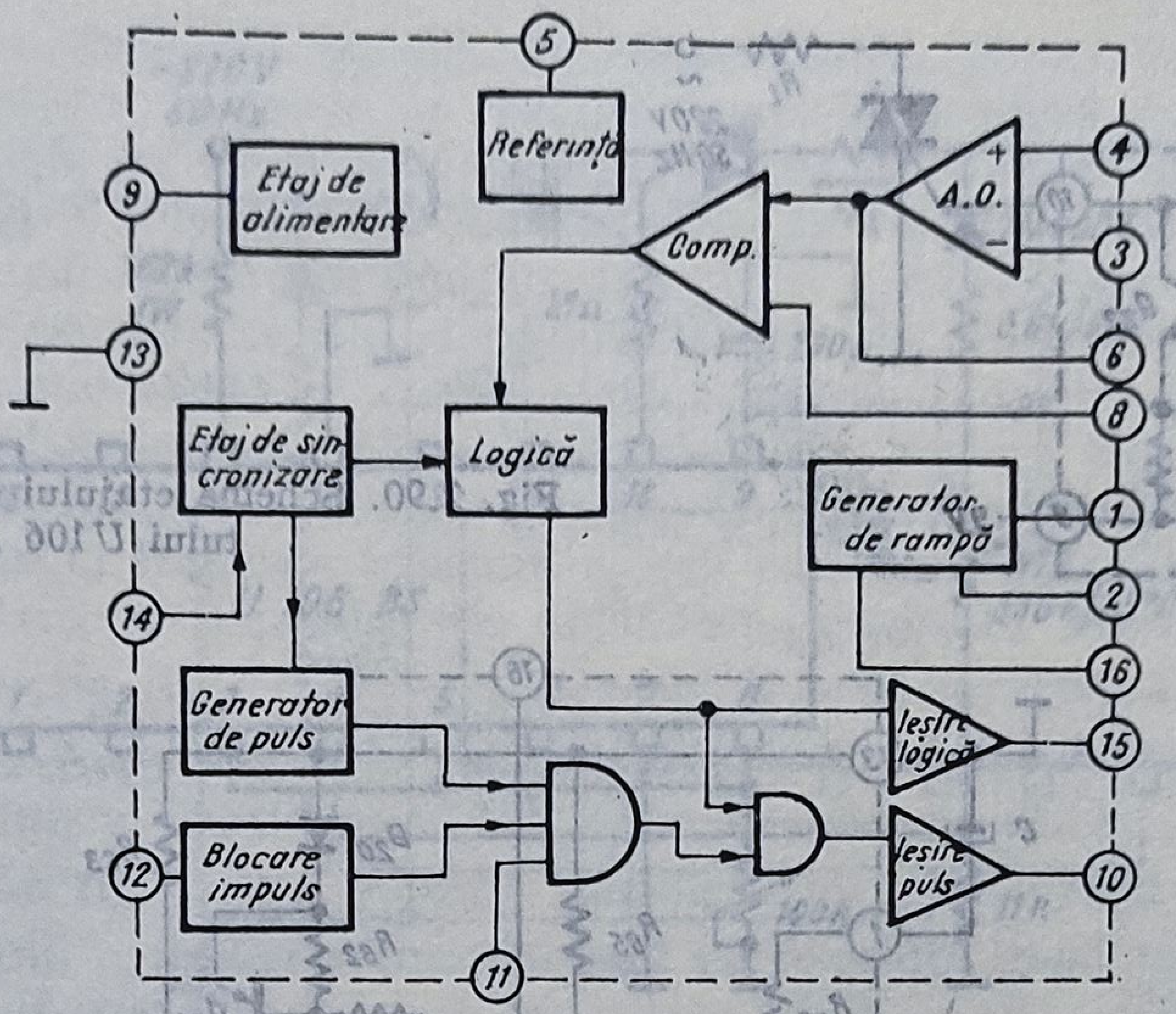


Fig. 2.89. Schema bloc a circuitului *U* 106 *BS*

- Poate furniza curent continuu de aprindere
- Are posibilitatea blocării generării impulsurilor
- Durata impulsurilor este de 100 ... 200/μs.

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 2.89. Funcționarea atît cu referință fixă cît și cu referință liniar variabilă este posibilă prin folosirea opțională a generatorului de rampă de tensiune (cu o perioadă tipică de 10 s). Generarea impulsului de aprindere se produce în momentul basculării comparatorului care are o intrare accesibilă din exterior (terminalul *8*) și cealaltă intrare legată intern la ieșirea unui amplificator care la rîndul lu are ambele intrări accesibile din exterior (terminalele *3* și *4*). Aceasta face ca sensibilitatea circuitului să crească foarte mult putîndu-se genera impulsuri de aprindere chiar pentru variații ale tensiunii de sensor v_S (vezi § 2.1) de ordinul milivolților.

În figura 2.90 este prezentat etajul de ieșire de tip Darlington, care furnizează curentul de aprindere de ~250 mA. Grupul de diode D_1-D_3 și rezistența R_{44} limitează valoarea de scurtcircuit a curentului de poartă. În figura 2.91.*a* este prezentat generatorul rampei de tensiune. Funcționarea lui se poate urmări pe schema simplificată din figura 2.91.*b* unde tiristorul Th_1 înlocuiește grupul de tranzistoare Q_{55}, Q_{56}. Nu s-a mai figurat grupul Q_{52}, Q_{53} cu rol de etaj de ieșire de impedanță mică pentru generatorul de rampă. Grupul R_{61}, D_{19}, Q_{54} are rolul de blocare a impulsurilor de aprindere prin

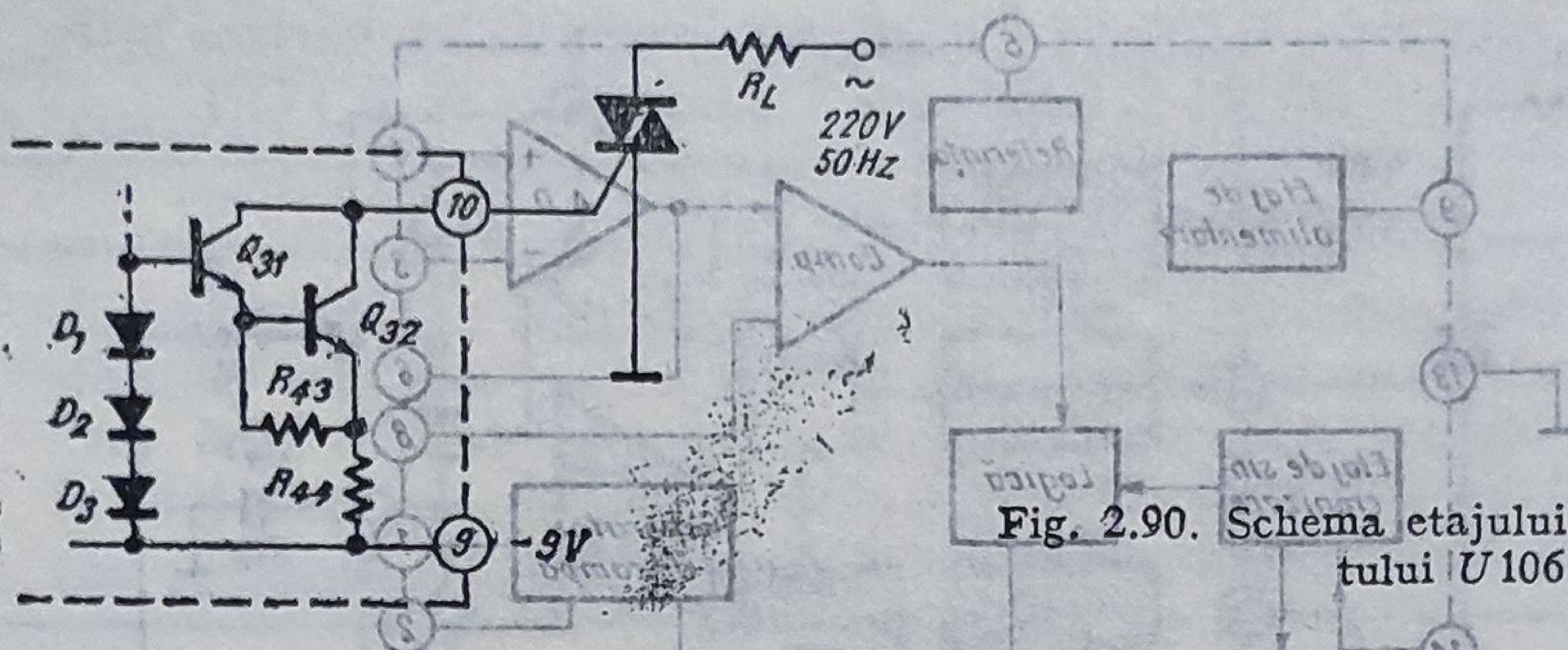


Fig. 2.90. Schema etajului de ieșire al circuitului *U* 106 *BS*

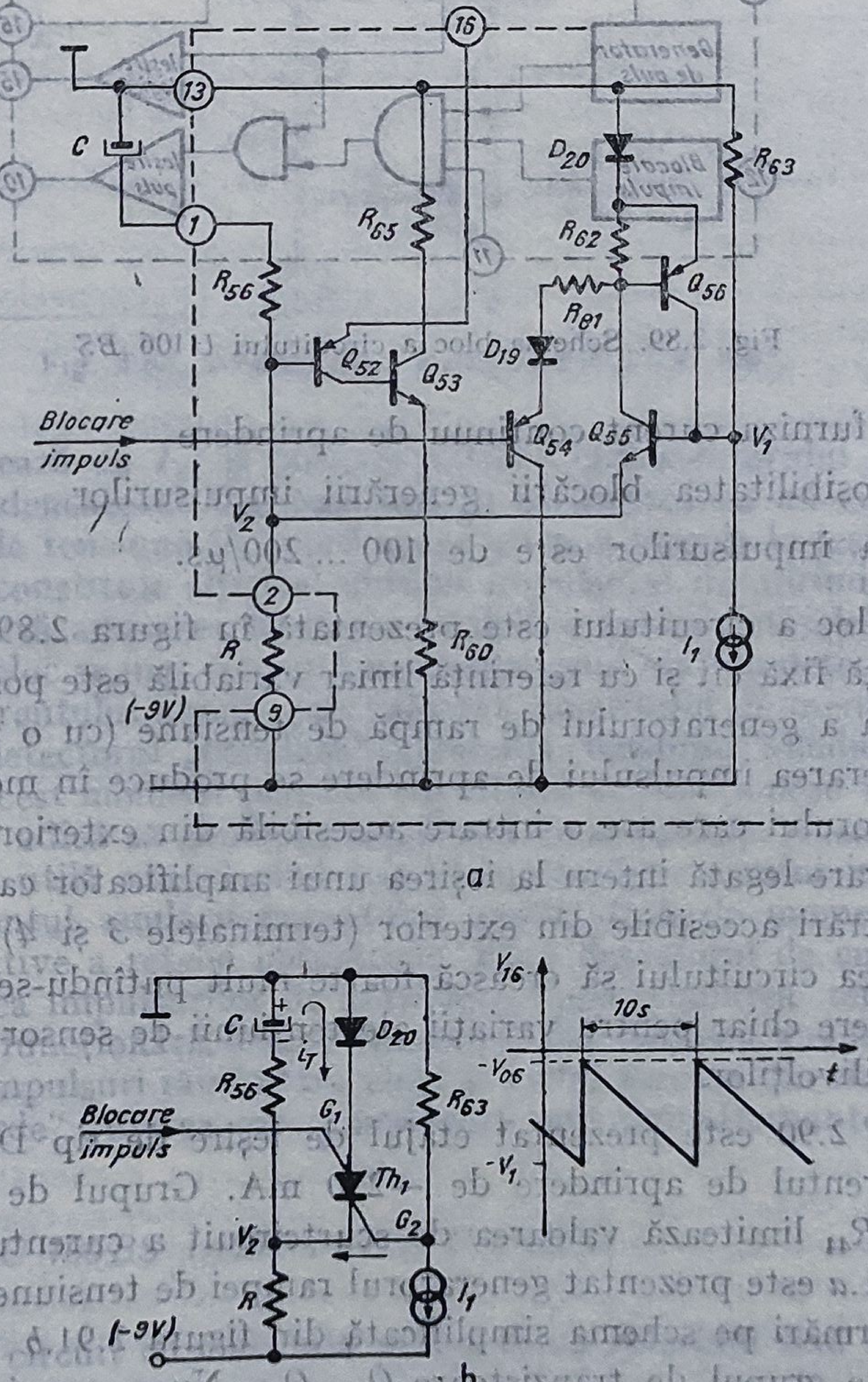


Fig. 2.91. **Schema electrică și funcționarea generatorului rampei de tensiune din circuitul** ***U* 106 *BS*. (*a*) Schema electrică a generatorului rampei de tensiune (*b*). Schema simplificată a rampei de tensiune. (*c*) Forma de undă pe terminalul *16*.**

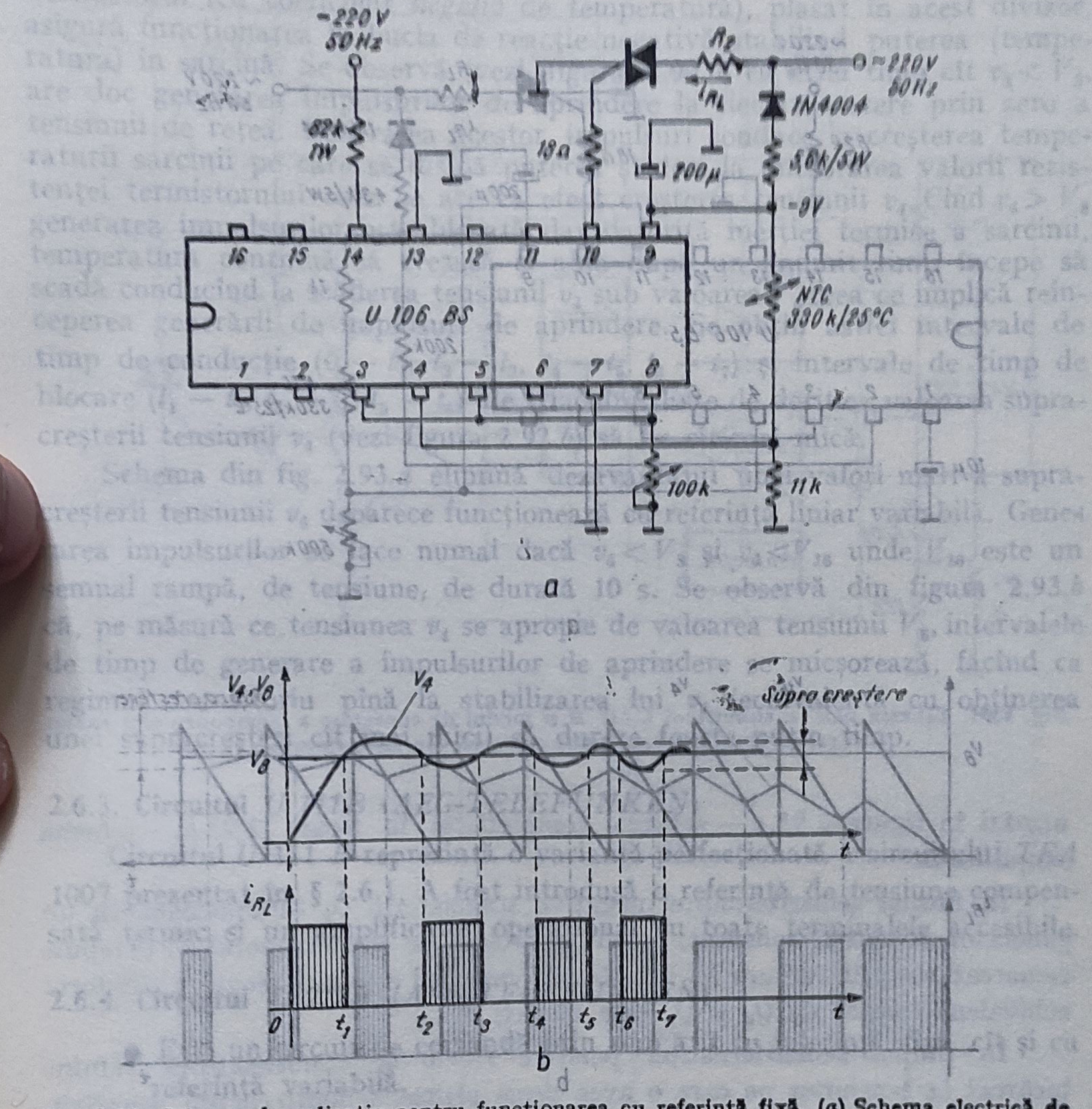


Fig. 2.92. Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință fixă. (*a*) Schema electrică de aplicație. *b*) Formele de undă caracteristice.

amorsarea tiristorului Th_1 pe poarta G_1. Prin încărcarea condensatorului extern C (prin R_{56} și rezistența externă R), tensiunea V_2 scade sub valoarea tensiunii V_1 (stabilită intern de R_{63} și generatorul de curent constant I_1). Aceasta produce amorsarea tiristorului Th_1 și condensatorul C se descarcă prin tiristor. Rezistența de descărcare este însă acum mult mai mică decît rezistența de încărcare $(R_{56} + R)$; ca urmare descărcarea este mult mai rapidă decît încărcarea. Tensiunea finală pe condensator este de aproximativ $-1{,}2$ V. Tensiunea V_2 crește rapid și în momentul în care condensatorul

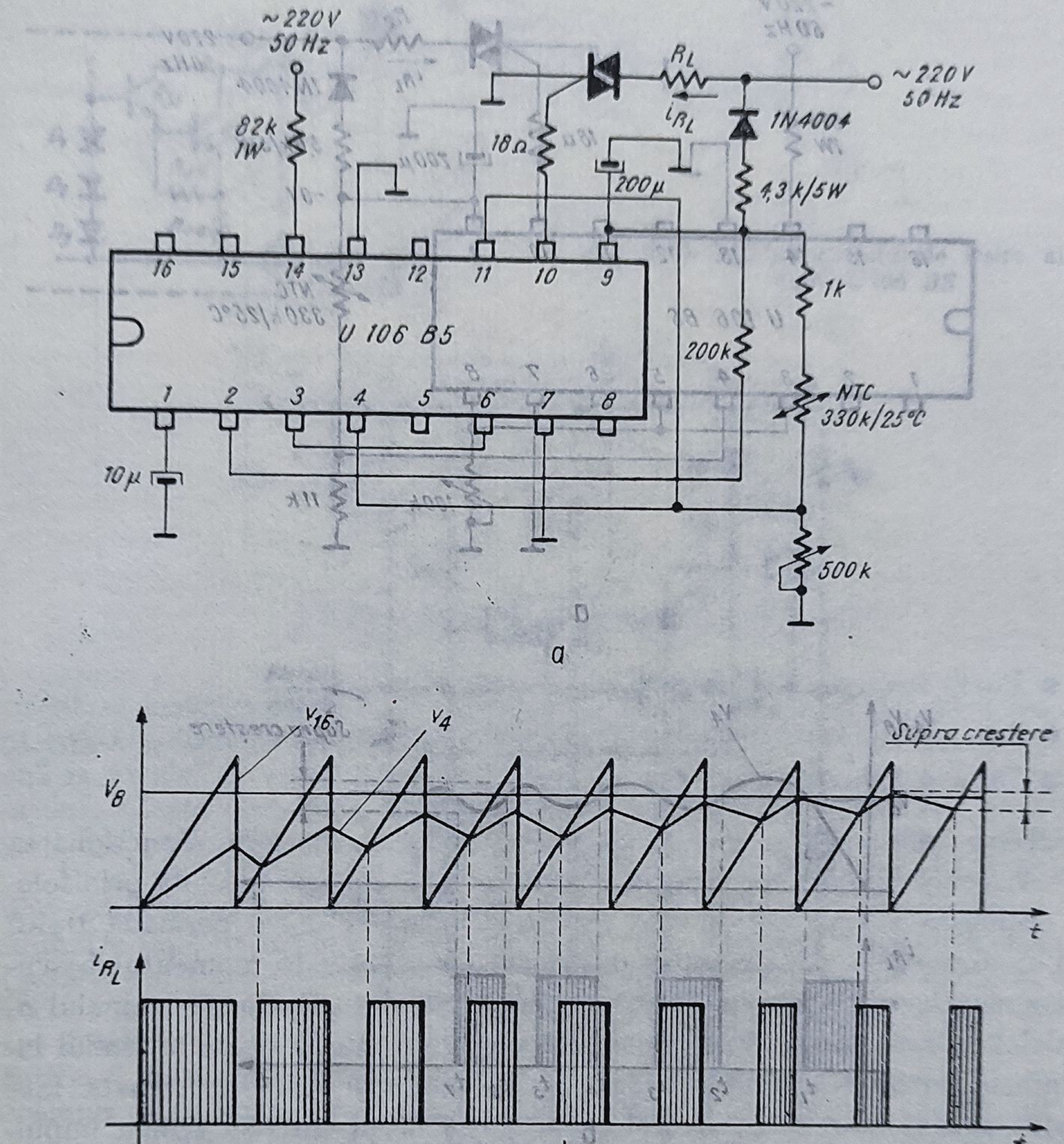


Fig. 2.93. Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință variabilă. (*a*) Schema de aplicație (*b*) Formele de undă caracteristice.

s-a descărcat tiristorul se blochează deoarece curentul anodic a scăzut sub valoarea curentului de menținere. Deoarece tensiunea pe poartă este acum negativă, procesul descris anterior se reia, obținîndu-se pe terminalul *16* forma de undă din figura 2.91.*c*. Ea constituie referința liniar variabilă (vezi §2.1).

Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință fixă este prezentată în figura 2.92.*a*. Generarea impulsurilor se face ori de cîte ori $V_8 > v_4$. Se observă că v_4 se obține prin divizarea tensiunii stabilizate $V_9 (\approx V - 9V)$.

Termistorul (cu coeficient *negativ* de temperatură), plasat în acest divizor, asigură funcționarea în bucla de reacție negativă stabilind puterea (temperatura) în sarcină. Se observă (vezi figura 2.92.*b*) că atîta timp cît $v_4 < V_8$, are loc generarea impulsurilor de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Generarea acestor impulsuri conduce la creșterea temperaturii sarcinii pe care se disipă puterea și deci la micșorarea valorii rezistenței termistorului ceea ce are ca efect creșterea tensiunii v_4. Cînd $v_4 > V_8$ generarea impulsurilor este blocată dar datorită inerției termice a sarcinii, temperatura continuă să crească și abia după un anumit timp începe să scadă conducînd la scăderea tensiunii v_4 sub valoarea V_8 ceea ce implică reînceperea generării de impulsuri de aprindere. Se obțin astfel intervale de timp de conducție ($0 - t_1$, $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$, $t_6 - t_7$) și intervale de timp de blocare ($t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$) ale triacului. Este de dorit ca valoarea supracreșterii tensiunii v_4 (vezi figura 2.92.*b*) să fie cît mai mică.

Schema din fig. 2.93.*a* elimină dezavantajul unei valori mari a supracreșterii tensiunii v_4 deoarece funcționează cu referință liniar variabilă. Generarea impulsurilor se face numai dacă $v_4 < V_8$ și $v_4 < V_{16}$ unde V_{16} este un semnal rampă, de tensiune, de durată 10 s. Se observă din figura 2.93.*b* că, pe măsură ce tensiunea v_4 se apropie de valoarea tensiunii V_8, intervalele de timp de generare a impulsurilor de aprindere se micșorează, făcînd ca regimul tranzitoriu pînă la stabilizarea lui v_4 (echivalentă cu obținerea unei supracreșteri cît mai mici) să dureze foarte puțin timp.

2.6.3. Circuitul *U 111B* (*AEG-TELEFUNKEN*)

Circuitul *U* 111 *B* reprezintă o variantă perfecționată a circuitului *TEA* 1007 prezentat în § 2.6.1. A fost introdusă o referință de tensiune compensată termic și un amplificator operațional cu toate terminalele accesibile.

2.6.4. Circuitul *U 217B* (*AEG-TELEFUNKEN*)

- Este un circuit de comandă prin zero atît cu referință fixă cît și cu referință variabilă.
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Generează impulsuri de —100 mA.
- Ieșirea are protecție la scurtcircuit.

Schema bloc, împreună cu cea de aplicație pentru un controlor de temperatură, este dată în figura 2.94. Funcționarea în cele două moduri de comandă prin zero se face prin conectarea sau neconectarea generatorului de rampă la intrarea neinversoare a comparatorului (terminalul *4*). Funcționarea generatorului de rampă sincronizat de tensiunea de rețea se poate

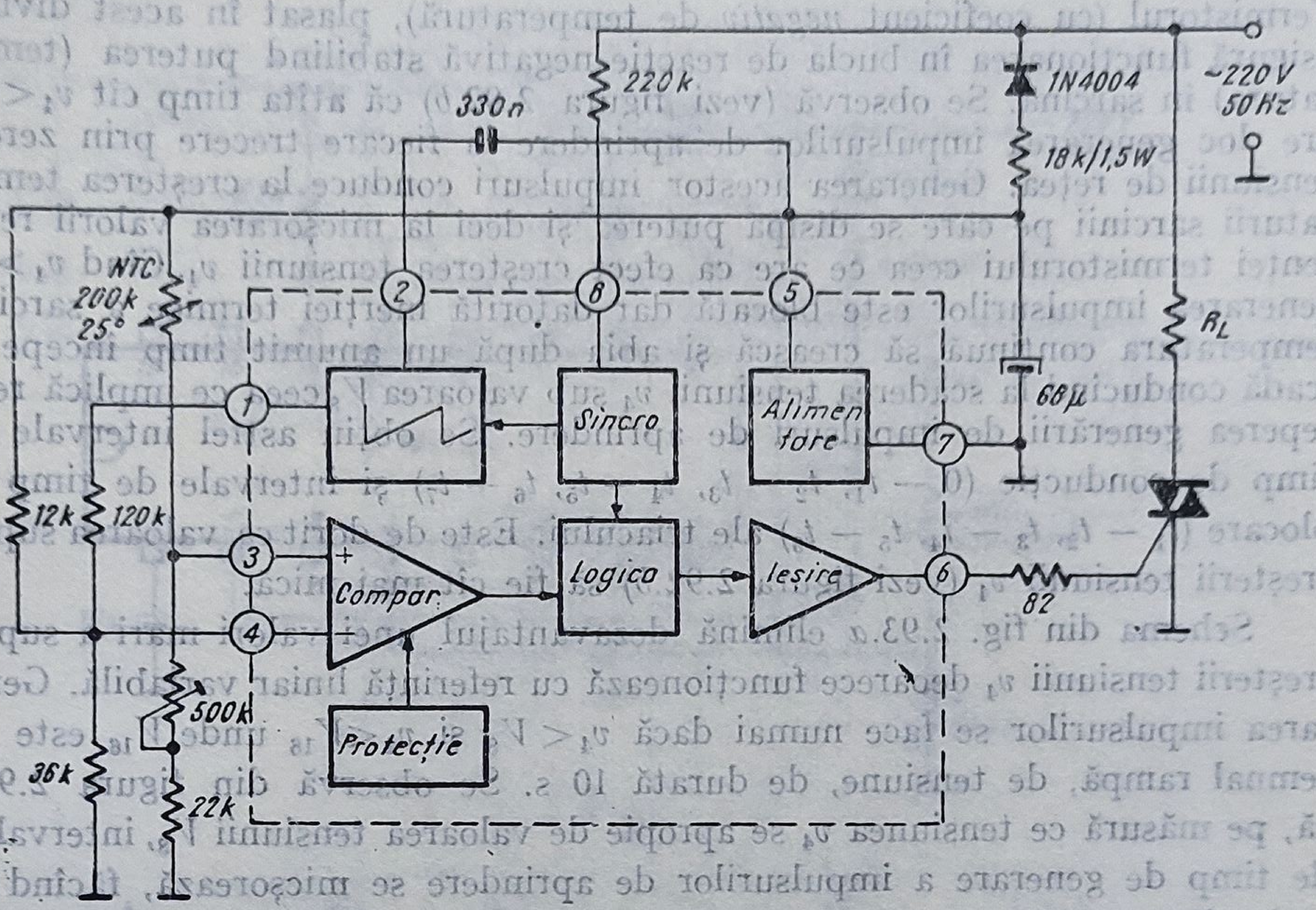


Fig. 2.94. Schema bloc a circuitului *U*217 *B* **şi modul de conectare a componentelor exterioare pentru realizarea unui controlor de temperatură.**

urmări în figura 2.95.*a* — schema completă şi în figura 2.95.*b* — schema simplificată.

În timpul semialternanţei negative tranzistorul Q_2 funcţionează ca un generator de curent constant, *I*, care debitează pe condensatorul *C*. (Trebuie remarcat că prin ramura R_{11}, D_7, Q_5, R_7 curentul este nul deoarece tiristorul echivalent format de Q_5 şi Q_6 este blocat).

În timpul semialternanţei pozitive $I = 0$ şi condensatorul rămîne încărcat la tensiunea pe care o avea după ultima semialternanţă negativă. Tensiunea v_C la care se încarcă *C* după cîteva semialternanţe negative nu poate depăşi o valoare maximă de aproximativ 9V $(V_{Z6} + 2V_{BE})$. Odată atinsă această valoare se produce amorsarea tiristorului Th_1 care oferă o cale rapidă de descărcare a condensatorului *C*. Cînd curentul de descărcare scade sub valoarea curentului de menţinere al tiristorului Th_1, acesta se stinge.

Formele de undă corespunzătoare încărcării condensatorului *C* sînt date în figura 2.96. Se observă cum condensatorul *C* se încarcă în trepte de timp de durată 10 ms (cît durează semialternanţa negativă) de la 0 la 9V.

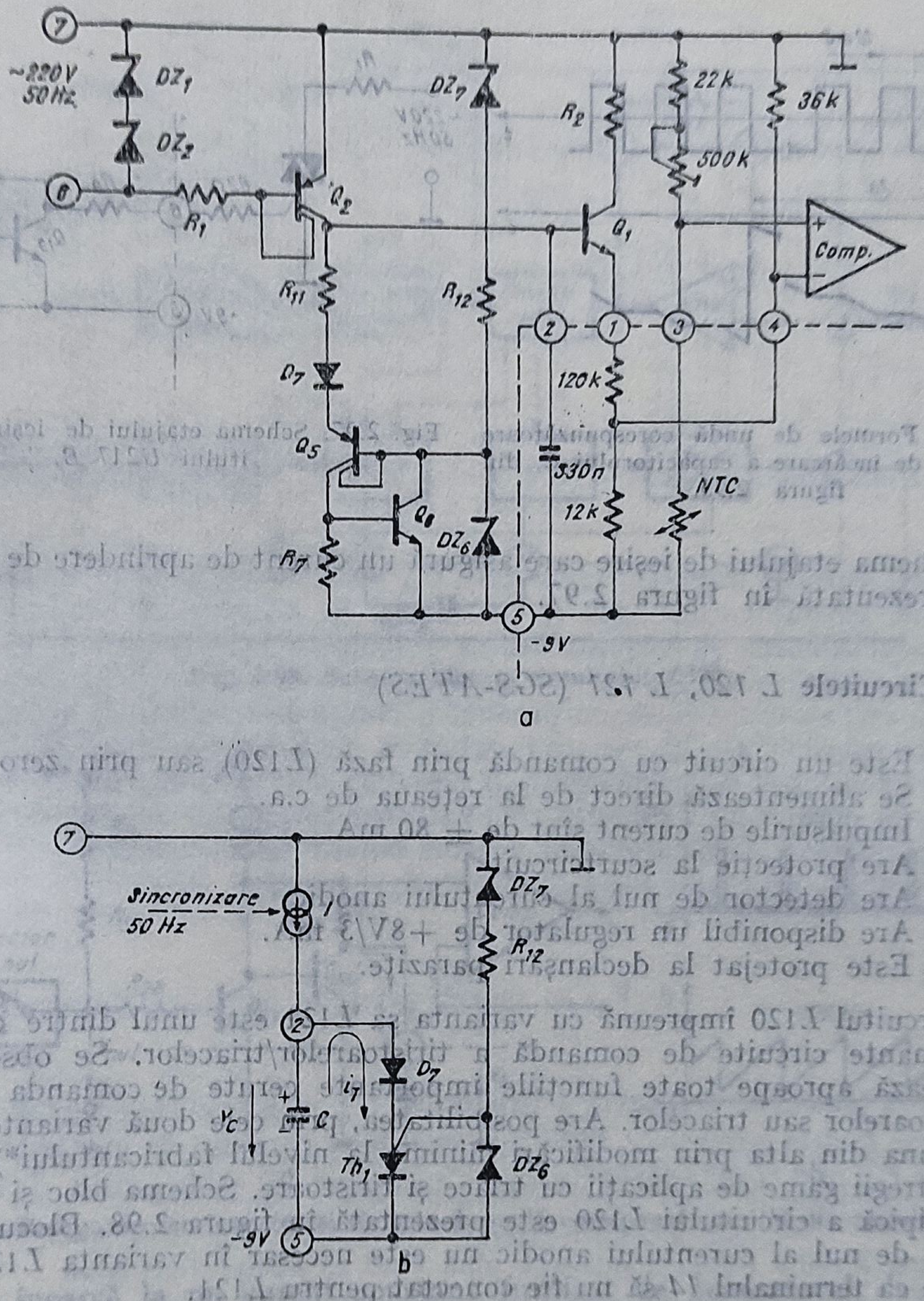


Fig. 2.95. Schema completă (*a*) și simplificată (*b*) a generatorului de rampă din circuitul *U217B*.

Durata încărcării depinde de valoarea lui *C*. Pentru valoarea de 330 nF din schema de aplicație, durata încărcării este de aproximativ 1 s. În acest mod, la terminalul *2* se obține semnalul referință variabilă, necesar modului ales de comandă prin zero. Prin intermediul tranzistorului Q_1 (repetor pe emitor) tensiunea de pe terminalul *2* se regăsește în terminalul *1* aplicîndu-se prin intermediul unui divizor rezistiv exterior pe intrarea inversoare (terminalul *4*) a comparatorului.

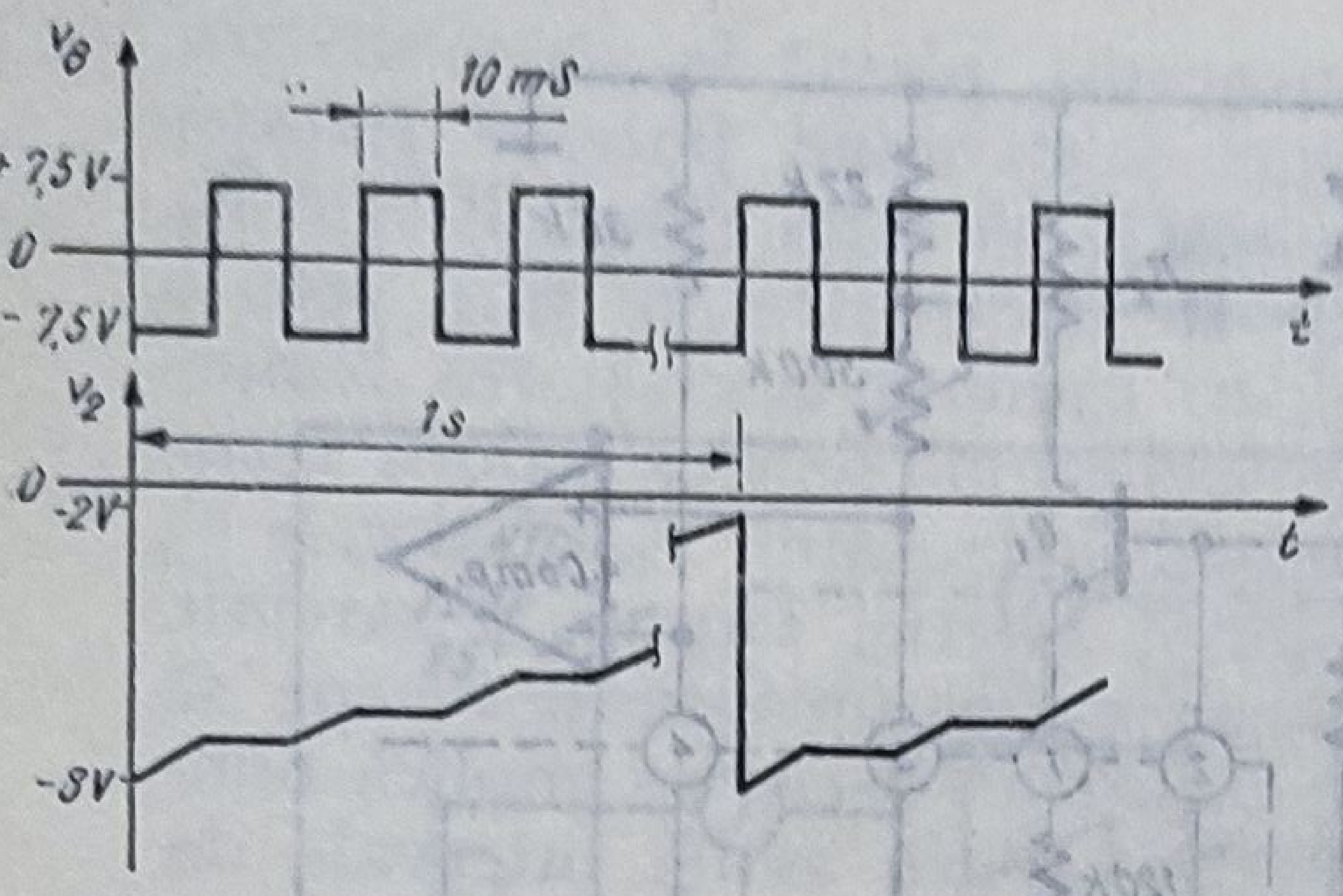


Fig. 2.96. Formele de undă corespunzătoare procesului de încărcare a capacitorului C, din figura 2.95.

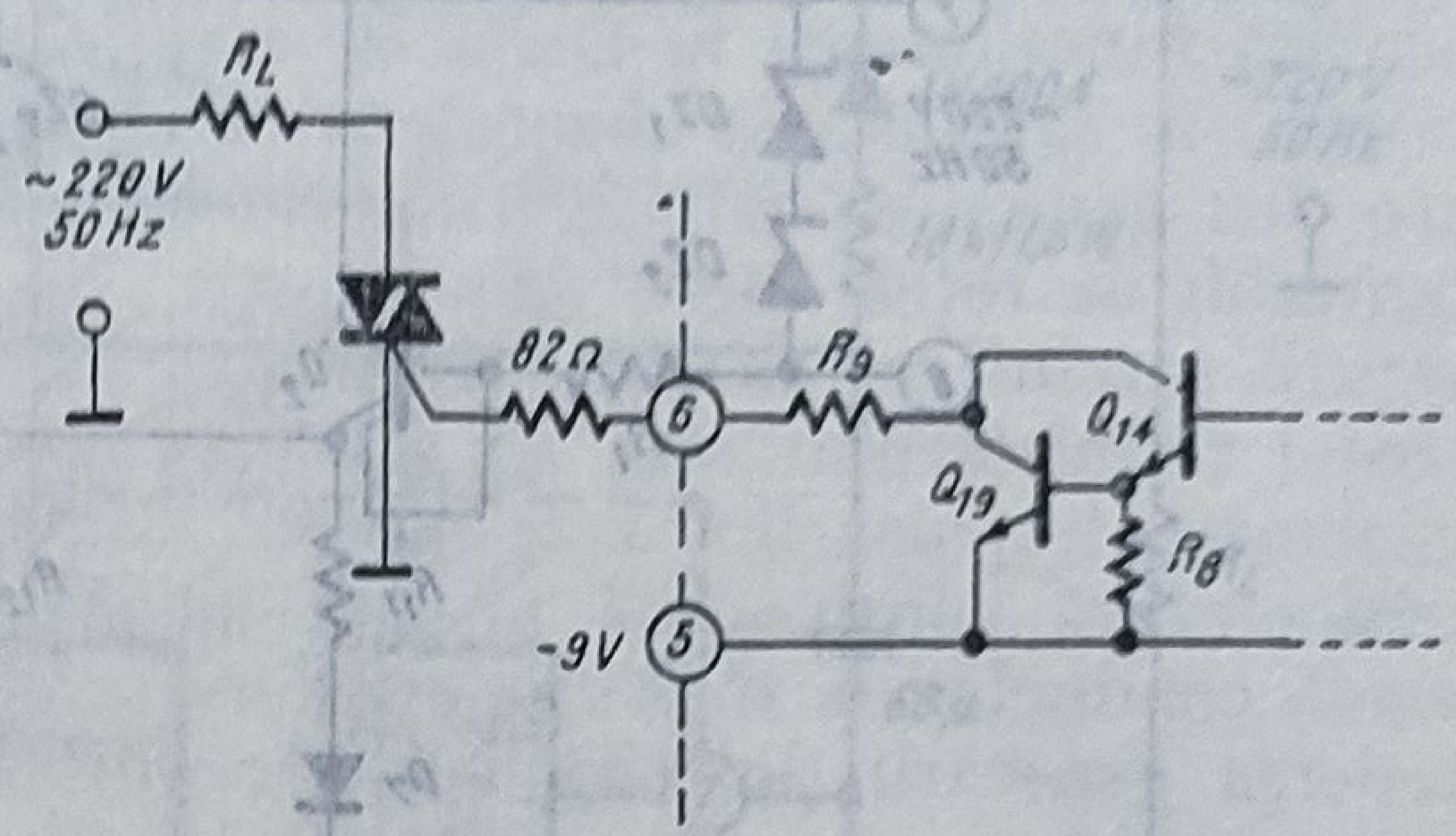


Fig. 2.97. Schema etajului de ieşire a circuitului U217 B.

Schema etajului de ieşire care asigură un curent de aprindere de 100 mA este prezentată în figura 2.97.

2.6.5. Circuitele *L 120*, *L 121* (*SGS-ATES*)

- Este un circuit cu comandă prin fază ($L120$) sau prin zero ($L121$)
- Se alimentează direct de la reţeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sînt de $\pm$ 80 mA.
- Are protecţie la scurtcircuit
- Are detector de nul al curentului anodic
- Are disponibil un regulator de +8V/3 mA.
- Este protejat la declanşări parazite.

Circuitul $L120$ împreună cu varianta sa $L121$ este unul dintre cele mai performante circuite de comandă a tiristoarelor/triacelor. Se observă că înglobează aproape toate funcţiile importante cerute de comanda optimă a tiristoarelor sau triacelor. Are posibilitatea, prin cele două variante, (obţinute una din alta prin modificări minime la nivelul fabricantului*) acoperirii întregii game de aplicaţii cu triace şi tiristoare. Schema bloc şi de aplicaţie tipică a circuitului $L120$ este prezentată în figura 2.98. Blocul detectorului de nul al curentului anodic nu este necesar în varianta $L121$, ceea ce face ca terminalul *14* să nu fie conectat pentru $L121$.

Figura 2.99.*a* prezintă blocul rampei de tensiune în cazul circuitului $L120$. Figura 2.99.*b* prezintă formele de undă care explică funcţionarea rampei de tensiune. Detectorul de nul furnizează impulsuri dreptunghiulare de durată mică cu frecvenţa de 100 Hz — $v_{Nul}(t)$ în figura 2.99.*b*.

Fiecare asemenea impuls deschide tranzistoarele Q_{29} şi Q_{56} descărcînd rapid capacitatea exterioară *C* (legată la terminalul *7* al circuitului) După ce impulsul de nul a dispărut v_{Nul} ia valoarea zero, Q_{29} şi Q_{56} se blochează

* Cele două variante se obţin una din alta printr-o modificare de schemă efectuată de fabricant în modul de conectare a trei tranzistoare din blocul generatorului de rampă.

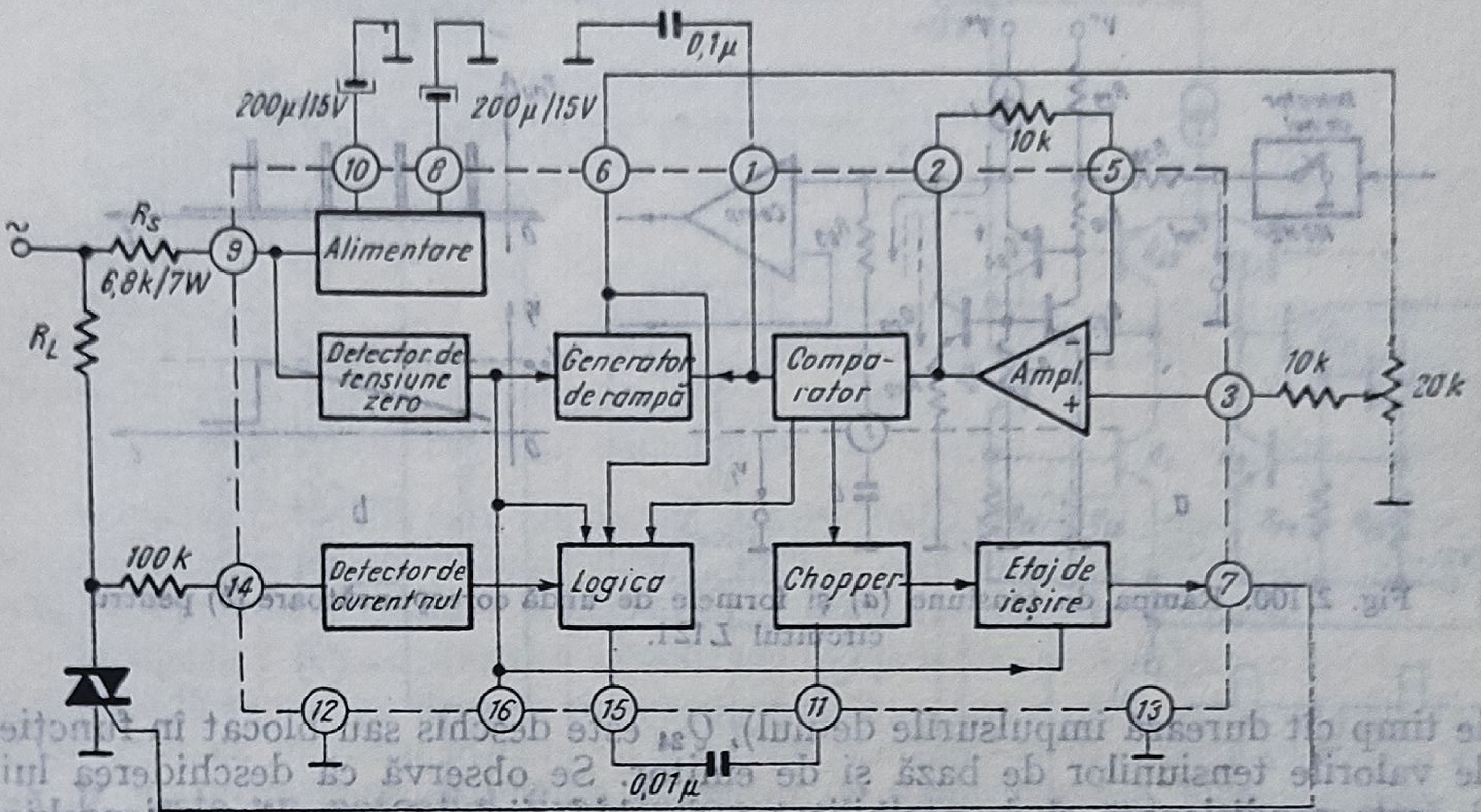


Fig. 2.98. Schema bloc a circuitului L120.

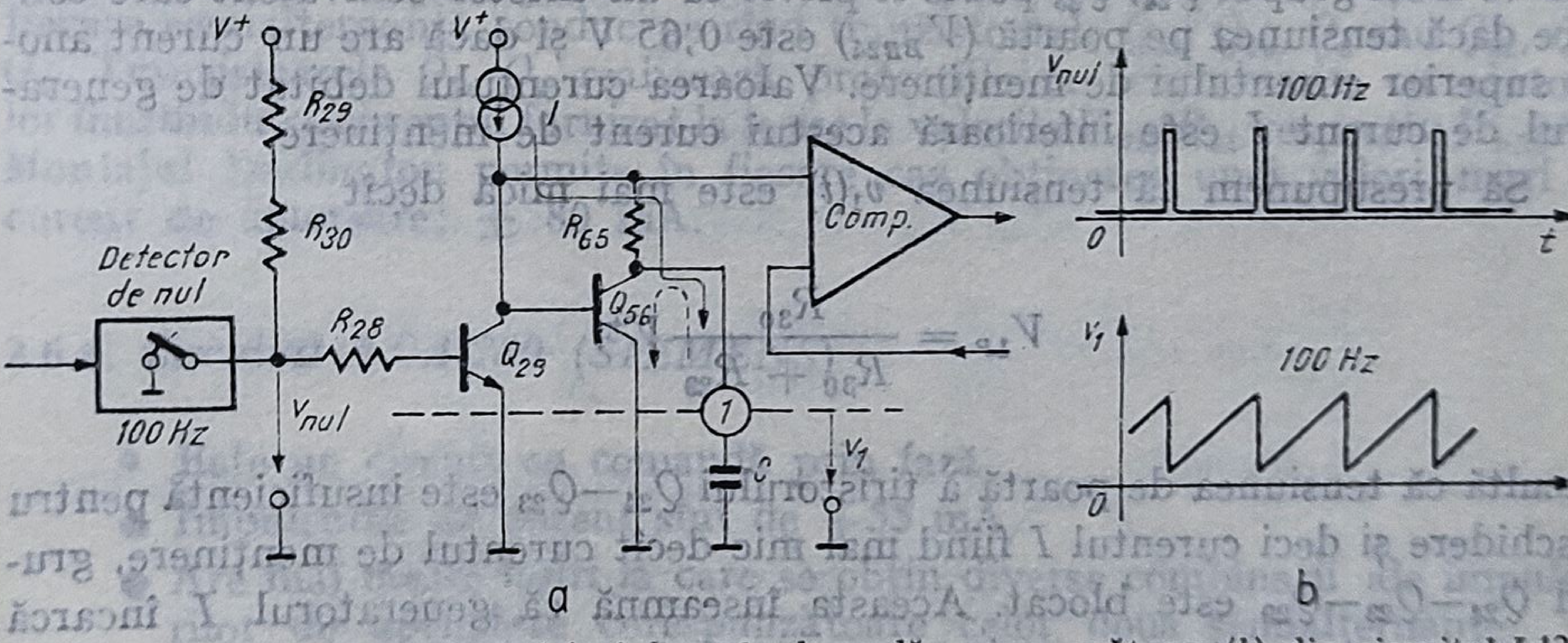


Fig. 2.99. Rampa de tensiune (a) și formele de undă corespunzătoare (b) din circuitul L120.

și C se încarcă la un curent constant furnizat de generatorul de curent constant intern I, prin rezistența R_{65}. Încărcarea durează pînă la viitorul impuls de nul cînd v_1 se anulează în urma descărcării condensatorului C prin Q_{56}. Ciclul se repetă, obținîndu-se pe condensatorul C un semnal rampă de tensiune cu frecvența de 100 Hz. Acest semnal, intern, este conectat la intrarea unui comparator și funcționarea este identică cu aceea a oricărui circuit pentru comanda tiristoarelor cu comandă în fază.

Pentru circuitul L121 rampa de tensiune și formele de undă corespunzătoare sînt prezentate în figura 2.100 a, b. Semnalul de la ieșirea detectorului de nul $v_{Nul}(t)$ are aceeași formă ca în cazul precedent. Deosebirea constă în funcționarea rampei; atunci cînd $v_{Nul}(t) \neq 0$ (deci în perioadele scurte

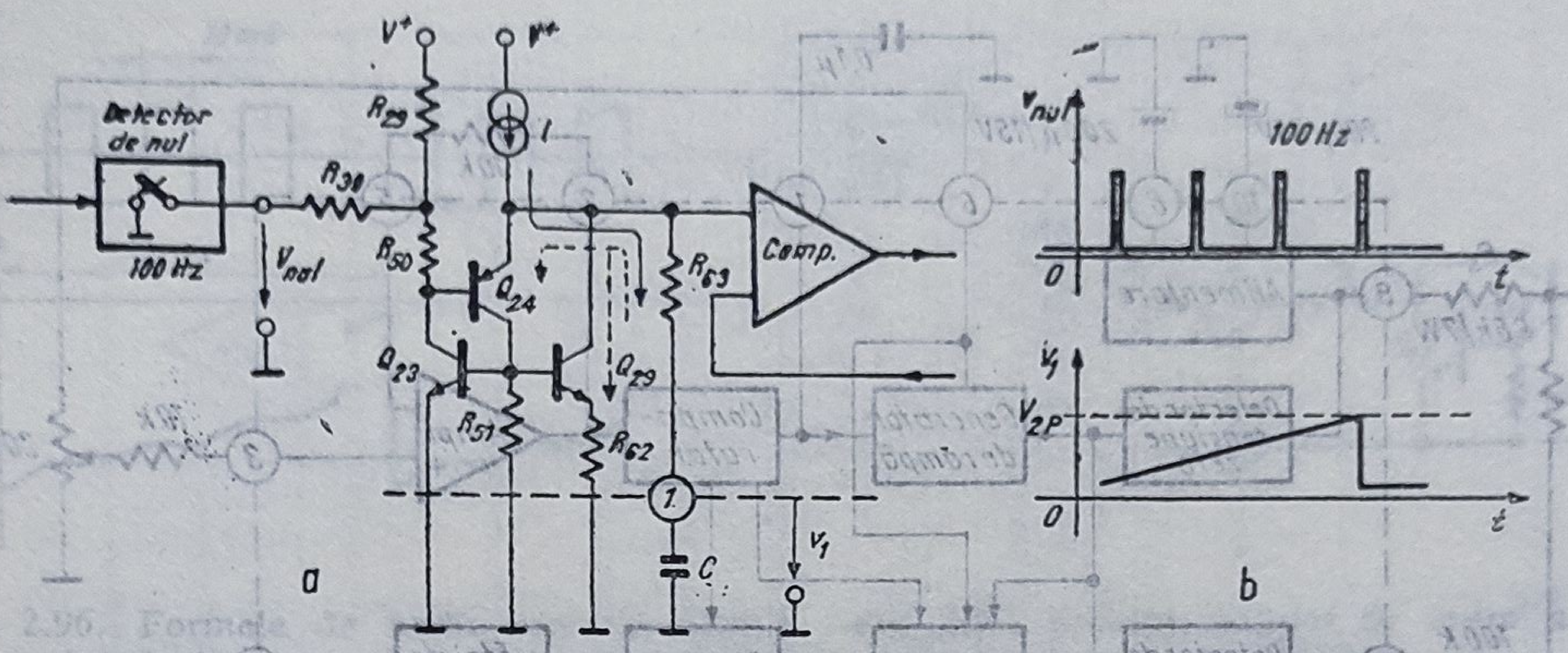


Fig. 2.100. Rampa de tensiune (*a*) și formele de undă corespunzătoare (*b*) pentru circuitul *L*121.

de timp cît durează impulsurile de nul), Q_{24} este deschis sau blocat în funcție de valorile tensiunilor de bază și de emitor. Se observă că deschiderea lui Q_{24} este condiționată și de posibilitatea deschiderii lui Q_{23} pentru a-i prelua curentul de bază. Dar Q_{23} nu se deschide decît dacă curentul furnizat de Q_{24} în R_{51} este suficient pentru a produce o cădere de tensiune de aproximativ 0,65 V. Deci grupul Q_{24}, Q_{23} poate fi privit ca un tiristor echivalent care conduce dacă tensiunea pe poartă (V_{BB24}) este 0,65 V și dacă are un curent anodic superior curentului de menținere. Valoarea curentului debitat de generatorul de curent I este inferioară acestui curent de menținere.

Să presupunem că tensiunea $v_1(t)$ este mai mică decît

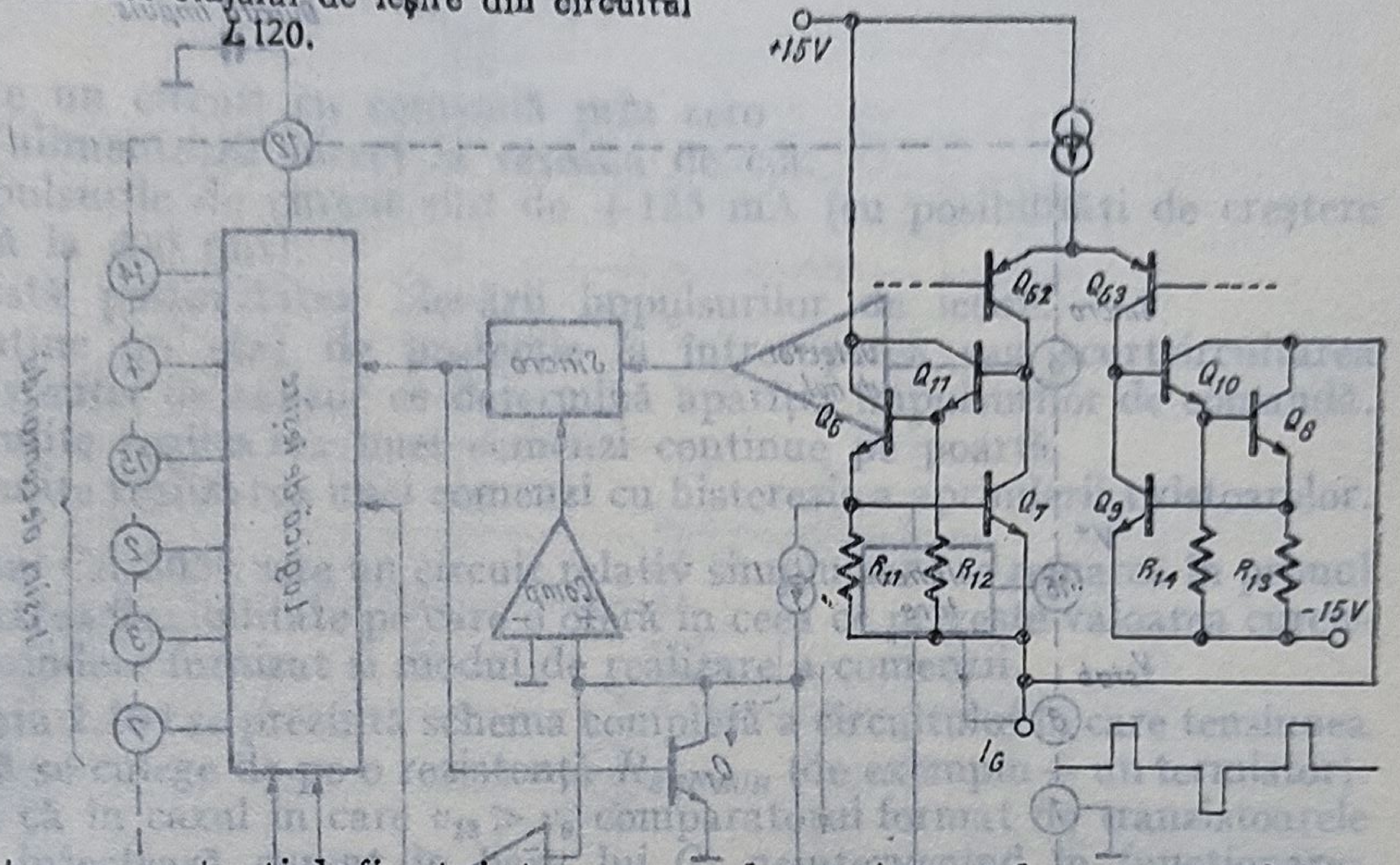
$$V_{1P} = \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{29}} V^+.$$

Rezultă că tensiunea de poartă a tiristorului Q_{24}—Q_{23} este insuficientă pentru deschidere și deci curentul I fiind mai mic decît curentul de menținere, grupul Q_{24}—Q_{23}—Q_{29} este blocat. Aceasta înseamnă că generatorul I încarcă cu un curent constant capacitatea externă C generînd rampa de tensiune din figura 2.100.*b* Aceasta durează pînă cînd se atinge tensiunea

$$v_1(t) = V_{1P} + V_{BE}$$

cînd are loc deschiderea grupului Q_{24}—Q_{23}—Q_{29} ce preia curentul de descărcare al condensatorului C. După ce acesta s-a descărcat, curentul disponibil pentru „tiristor" redevine egal cu cel al generatorului de curent I insuficient pentru conducție. Grupul se blochează și reîncepe încărcarea condensatorului C. Funcționarea întregului circuit este în continuare identică cu cea a oricărui circuit de comandă prin zero cu „referință variabilă". Se observă

Fig. 2.101. Schema etajului de ieșire din circuitul L 120.



că V_{1P} este un potențial fixat intern care determină valoarea maximă a rampei de tensiune. Durata rampei se poate regla prin valoarea capacității C (externe). Posibilitatea generării impulsurilor pozitive și negative de curent se poate urmări în figura 2.101 unde este reprezentat etajul de ieșire. Pentru fiecare semialternanță conduc pe rînd tranzistoarele Q_{53}, Q_{10}, Q_8 sau Q_{52}, Q_{11}, Q_6. Tranzistoarele Q_7, Q_9 realizează protecțiile la scurtcircuit, cu ajutorul lor limitîndu-se curentul furnizat la ieșire la valorile V_{BE}/R_{11} respectiv V_{bE}/R_{13}. Montajul Darlington permite în fiecare caz obținerea unei valori mari de curent de amorsare: $\pm$ 80 mA.

2.6.6. Circuitul *TCA 780* (*SIEMENS*)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Impulsurile de curent sînt de +55 mA
- Are mai multe ieșiri la care se obțin diverse combinații ale impulsurilor de aprindere corespunzătoare celor două semialternanțe.
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire.

Ca mod de funcționare circuitul este identic cu βAA145. Există deosebiri doar în ceea ce privește etajul logicii de ieșire și al rampei interne de tensiune (vezi figura 2.102). Logica de ieșire permite diverse combinații între cele două impulsuri de bază corespunzătoare celor două semialternanțe. Rampa de tensiune este pozitivă și funcționează astfel: Rezistența R_1 (externă) fixează valoarea curentului unui generator de curent I, care încarcă condensatorul C_1 (extern) la curent constant. Trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare deschid tranzistorul Q_1 descărcînd rapid condensatorul C_1. Se obțin astfel formele de undă din figura 2.103.

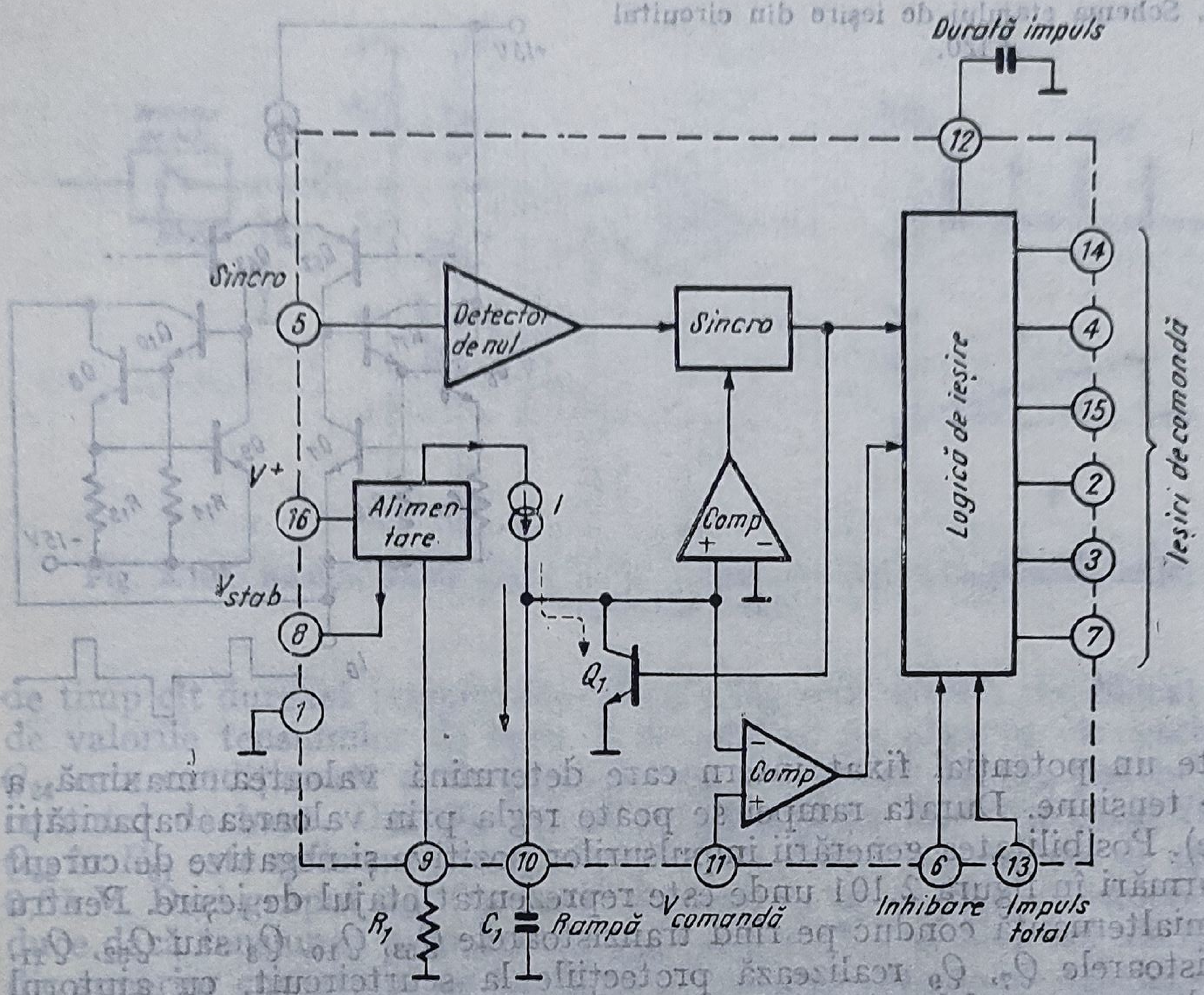


Fig. 2.102. Schema bloc și de aplicație a circuitului *TCA* 780.

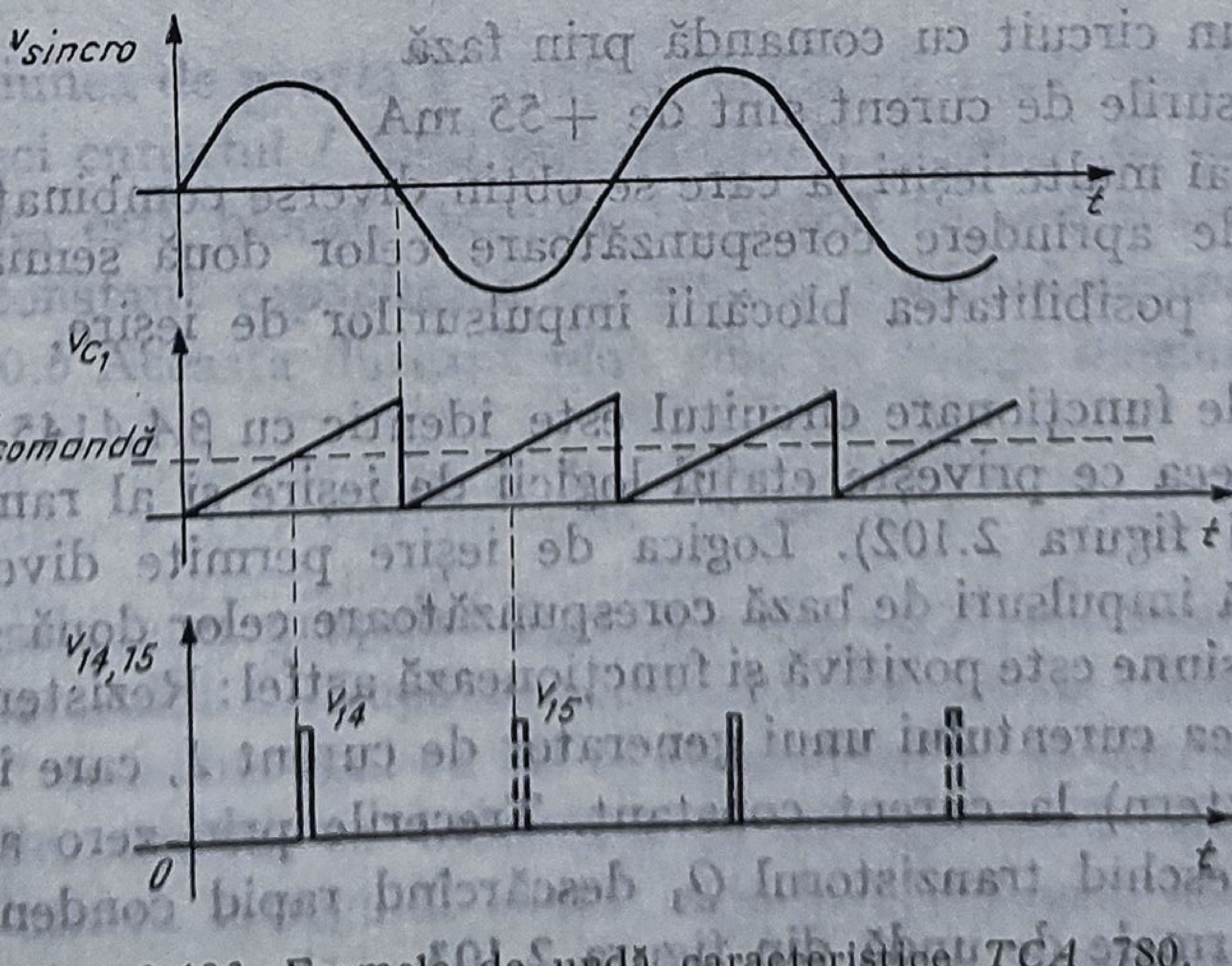


Fig. 2.103. Formele de undă caracteristice *TCA* 780.

2.5.7. Circuitul *CA 3058* (*RCA*)

- Este un circuit cu comandă prin zero
- Se alimentează direct la rețeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sînt de +125 mA (cu posibilități de creștere pînă la 400 mA).
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire.
- Conține un etaj de protecție la întreruperea sau scurtcircuitarea rezistenței de senzor ce determină apariția impulsurilor de comandă.
- Permite realizarea unei comenzi continue pe poartă
- Permite realizarea unei comenzi cu histerezis a aprinderii tiristoarelor.

Circuitul *CA* 3058 este un circuit relativ simplu care se remarcă în primul rînd prin marea flexibilitate pe care o oferă în ceea ce privește valoarea curentului de aprindere furnizat și modul de realizare a comenzii.

În figura 2.104 se prezintă schema completă a circuitului în care tensiunea de comandă se culege de pe o rezistență R_{SENZOR} (de exemplu — un termistor). Se observă că în cazul în care $v_{13} > v_9$ comparatorul format de tranzistoarele Q_2—Q_5 nu injectează curent în baza lui Q_1 neintervenind în funcționarea lanțului Q_{10}, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9 și permițînd astfel apariția la ieșire (terminalul *4*) a unor impulsuri de curent la fiecare trecere prin zero a semnalului de sincronizare (terminalul *5*). Dacă, dimpotrivă, $v_{13} < v_9$ comparatorul Q_2—Q_5 inhibă lanțul Q_1, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9 deoarece deschiderea lui Q_1 va determina blocarea lui Q_6 și deci nu vor mai apărea impulsuri pe terminalul *4*.

Obținerea valorilor diferite ale curentului de aprindere se realizează astfel:

(*a*) lăsînd terminalul *3* în gol (vezi figura 2.105.*a*) se obține:

$$I_G^a \simeq \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_8 + R_9} = \frac{6{,}4 - 1{,}8}{0{,}04} \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega} = 110 \text{ mA};$$

(*b*) scurtcircuitînd terminalele *2* și *3* (vezi figura 2.105.*b*) se obține:

$$I_G^b \simeq \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{6{,}4 - 1{,}8}{0{,}025} \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega} \approx 180 \text{ mA};$$

(*c*) scurtcircuitînd terminalele *5* și *7* și conectînd o sursă externă la terminalul *2* (care este limitată intern la valoarea $V^+ = 2V_z \simeq 13$ V) se poate obține (vezi figura 2.105.*c*):

$$I_G^c \simeq \frac{V^+ - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{13 - 1{,}8}{0{,}025} \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega} = 440 \text{ mA}.$$

O altă facilitate oferită de acest circuit este legată de folosirea protecției interne (pentru detectarea unui scurtcircuit sau unei întreruperi pe intrarea de comandă). Pentru validarea funcționării acestei protecții trebuie legate

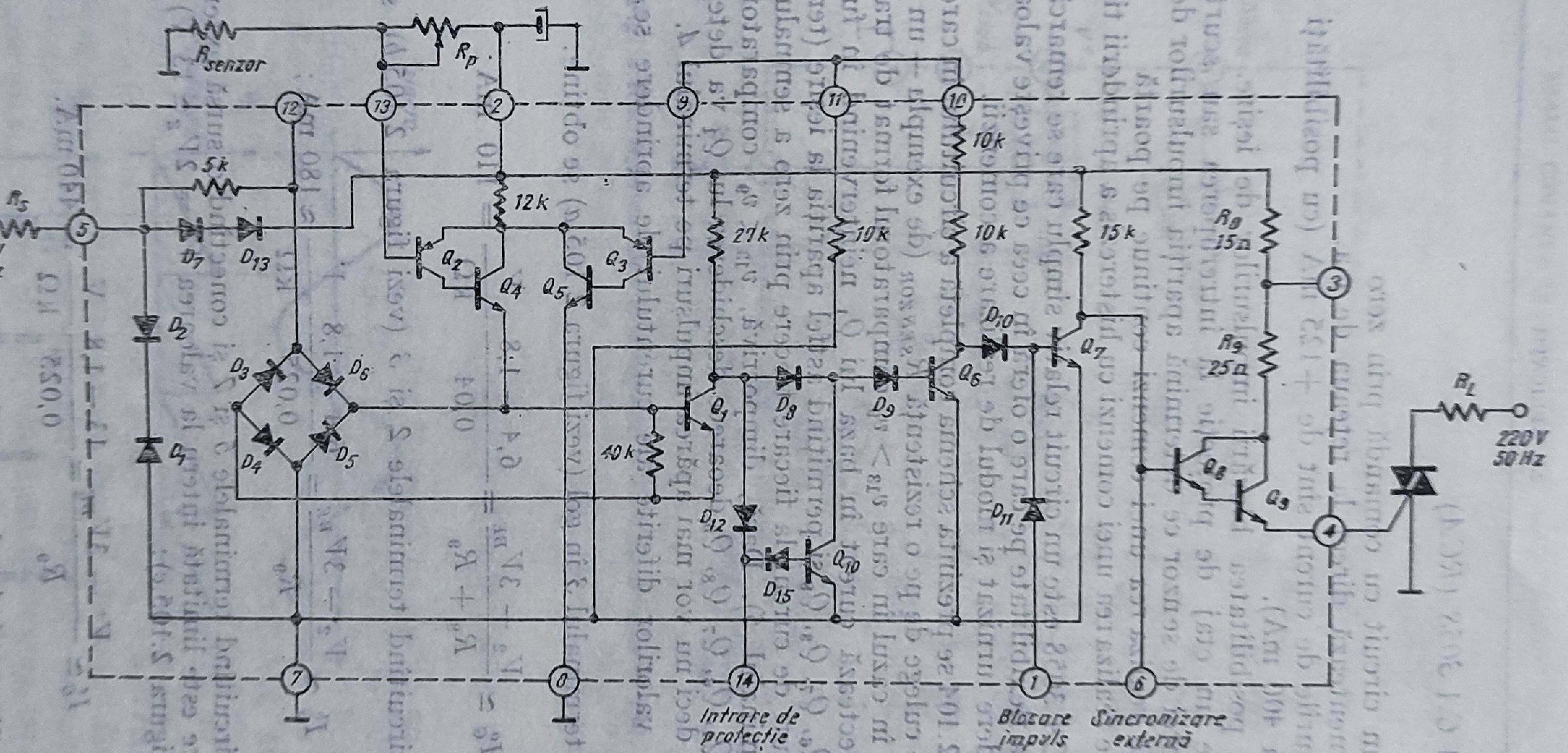


Fig. 2.104. Schema completă a circuitului *CA* 3058.

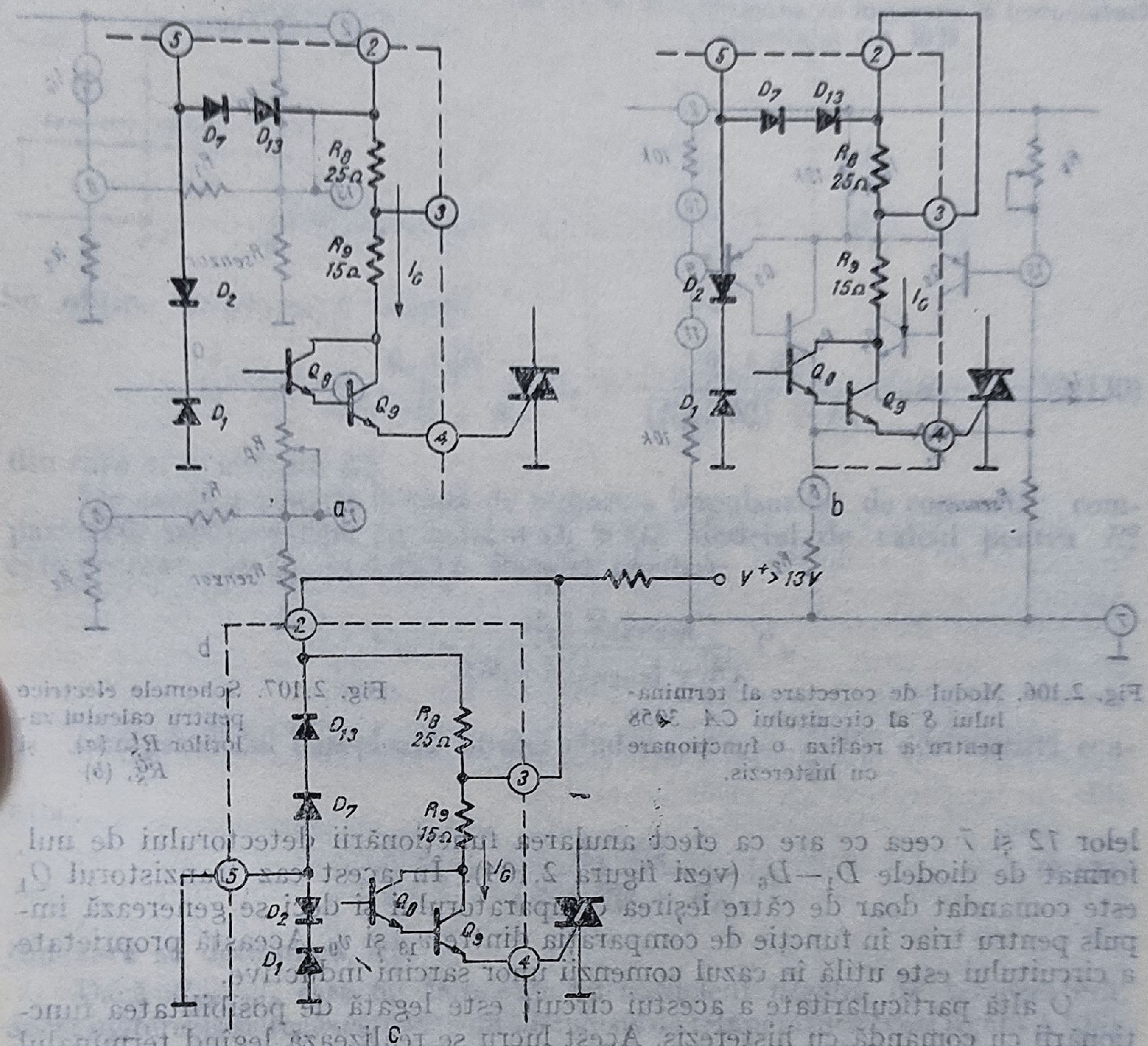


Fig. 2.105. Schemele etajelor de ieșire din circuitul *CA* 3058 pentru diverse variante de obținere a curentului de comandă.

împreună terminalele 13 și 14. (vezi figura 2.104). Modul de funcționare al acestor protecții este următorul:

— dacă $v_{13} = 0$ (R_{SENZOR} este scurtcircuitat) rezultă $v_{14} = 0$ și deci Q_6 este blocat, iar Q_7 este deschis, ceea ce are ca efect blocarea impulsurilor la ieșire;

— dacă $v_{13} = V_2$ (întrerupere pentru R_{SENZOR}) rezultă $v_{14} = V_2$ și Q_{10} este deschis conducînd la blocarea impulsurilor la ieșire deoarece, din nou, Q_6 este blocat.

Rezultă că atunci cînd protecția este activată circuitul generează impulsuri numai dacă $2V_{BE} < v_{13} < V_{Z15} + V_{BE}$ deci $1{,}3\ V < v_{13} < 7V$.

O altă particularitate este legată de posibilitatea generării unei comenzi continue pe poartă. Aceasta se realizează prin legarea împreună a termina-

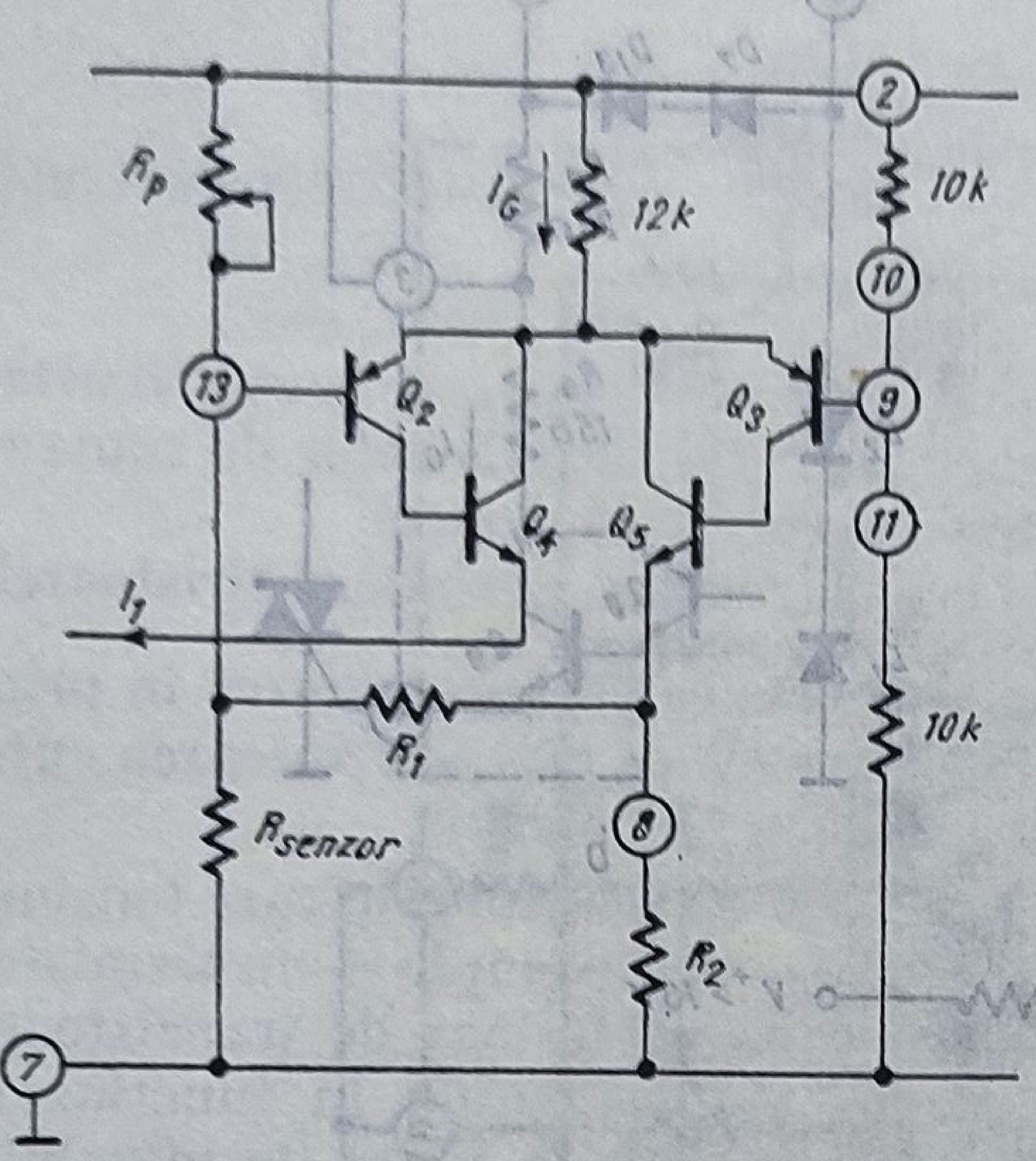


Fig. 2.106. Modul de corectare al terminalului *8* al circuitului *CA* 3058 pentru a realiza o funcționare cu histerezis.

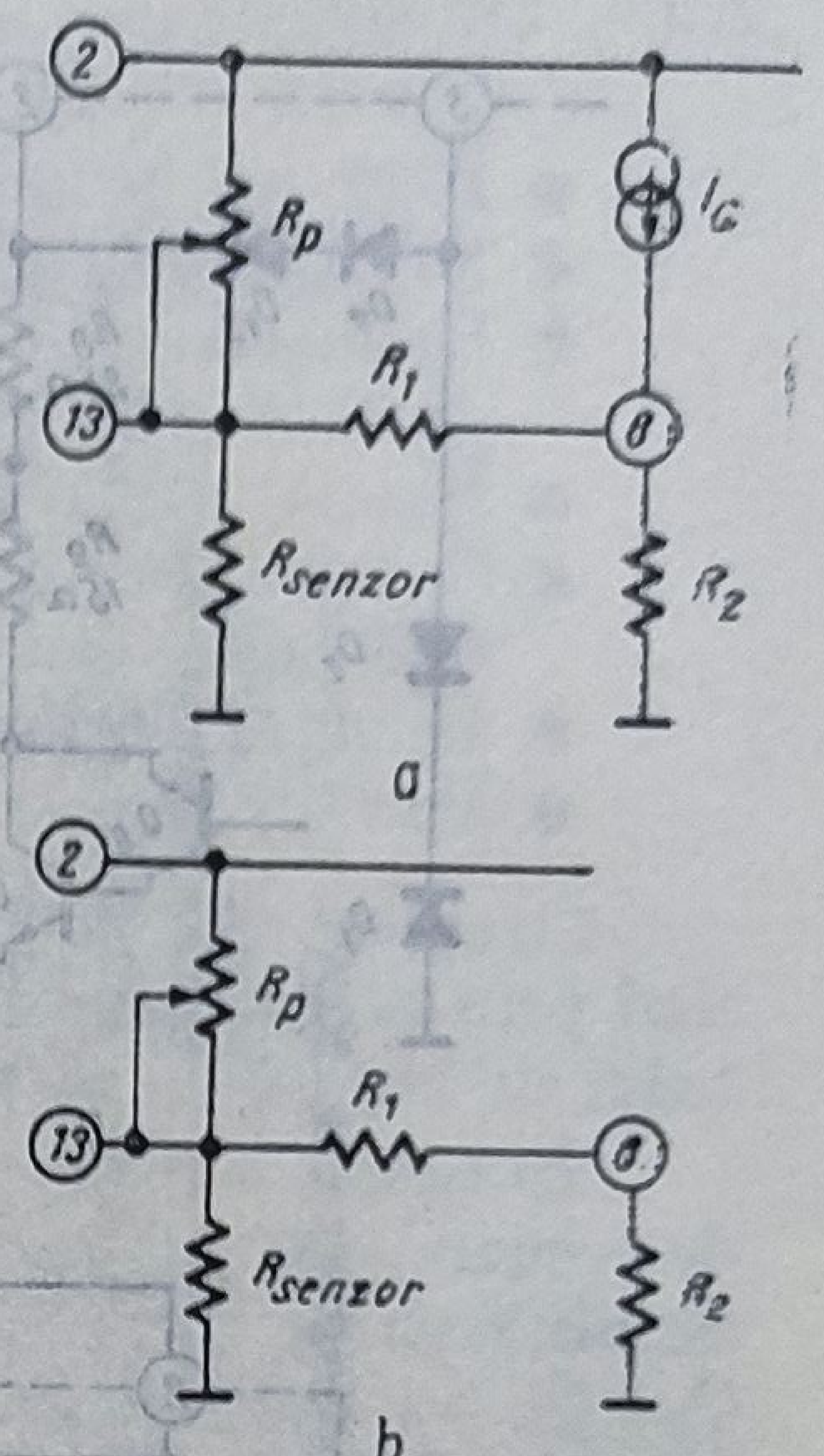


Fig. 2.107. Schemele electrice pentru calculul valorilor R_S^I (*a*), și R_S^G, (*b*)

lelor *12* și *7* ceea ce are ca efect anularea funcționării detectorului de nul, format de diodele D_1-D_6 (vezi figura 2.104). În acest caz tranzistorul Q_1 este comandat doar de către ieșirea comparatorului și deci se generează impuls pentru triac în funcție de comparația dintre v_{13} și v_9. Această proprietate a circuitului este utilă în cazul comenzii unor sarcini inductive.

O altă particularitate a acestui circuit este legată de posibilitatea funcționării cu comandă cu histerezis. Acest lucru se realizează legînd terminalul *8* al circuitului ca în figura 2.106. (se reamintește că $I_1 = 0$ înseamnă generare de impulsuri la ieșire și $I_1 \neq 0$ înseamnă blocarea impulsurilor la ieșire). În continuare se vor calcula cele două valori pentru R_{SENZOR} care determină blocarea (R_S^I), respectiv generarea (R_S^G) impulsurilor de comandă.

Fie o situație inițială de generare de impulsuri ($v_{13} > v_9$). Comparatorul conduce curent cu ramura Q_3, Q_5 și deci situația de analizat este cea din figura 2.107,*a*. Expresia tensiunii v_{13}, calculată prin superpoziția surselor V_2 și I_G și presupunînd $R_1 \gg R_2$ este dată de:

$$v_{13} = \frac{R_1 \| R_{SENZOR}}{R_1 \| R_{SENZOR} + R_P} V_2 + \frac{R_P \| R_{SENZOR}}{(R_P \| R_{SENZOR}) + R_1} I_G \cdot R_2.$$

Bascularea comparatorului se va petrece atunci cînd

$$v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2.$$

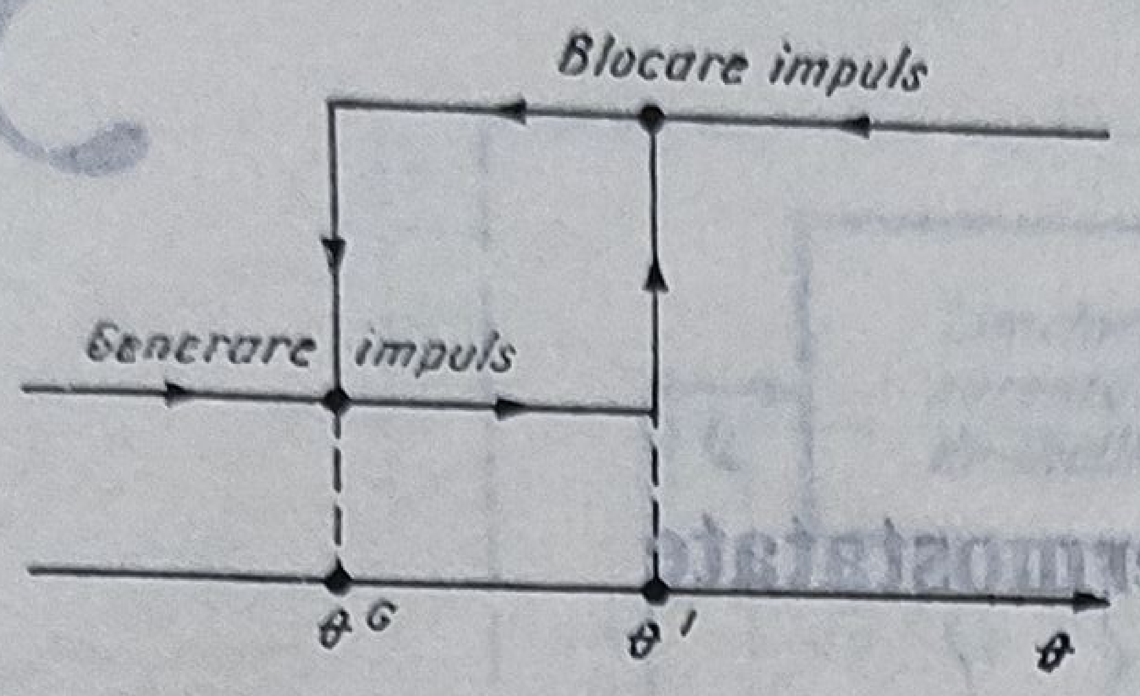


Fig. 2.108. Funcționarea cu histerezis în temperatură a circuitului *CA 3058*.

Se obține următoarea ecuație

$$\frac{1}{2}V_2 = \frac{R_1 \| R_S^I}{R_1 \| R_S^I + R_P} V_2 + \frac{R_P \| R_S^I}{(R_P \| R_S^I) + R_1} I_G R_2, \tag{2.130}$$

din care se determină R_S^I.

Fie acum o situație inițială de blocare a impulsurilor de comandă; comparatorul conduce deci cu ramura Q_2 și Q_4. Modelul de calcul pentru R_S^G este prezentat în figura 2.107.*b*. Rezultă imediat:

$$V_{13} = \frac{R_1 \| R_{SENZOR}}{(R_1 \| R_{SENZOR}) + R_P} V_2.$$

Comparatorul basculează atunci cînd $v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2$, deci rezultă ecuația:

$$\frac{1}{2}V_2 = \frac{R_1 \| R_S^G}{(R_1 \| R_S^G) + R_P} V_2 \tag{2.131}$$

din care se determină R_S^G.

Dacă R_{SENZOR} este un termistor cu coeficient *negativ* de temperatură, acest histerezis se regăsește într-un histerezis de temperatură (vezi figura 2.108). Importanța acestei facilități a fost subliniată în § 2.4.13.

BIBLIOGRAFIE

1. *M. Bodea, ș. a.* Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. II, Editura Tehnică, București, 1980.
2. * * * Tiristoare și triace, *IPRS-BĂNEASA*, *Normă internă*
3. * * * Aplications with Triacs and Thyristors(2) *AEG-TELEFUNKEN*
4. * * * Thyristor-Austeur — Schaltkreis UAA 145 *AEG-TELEFUNKEN*.
5. * * * Design Examples of Semiconductor Circuits *SIEMENS*, 1978/79.
6. * * * Integrated Circuits Data book, *AEG-TELEFUNKEN*, 1980.
7. * * * Lineare Schaltnugen, Datenbuch, *SIEMENS*, 1981/82.

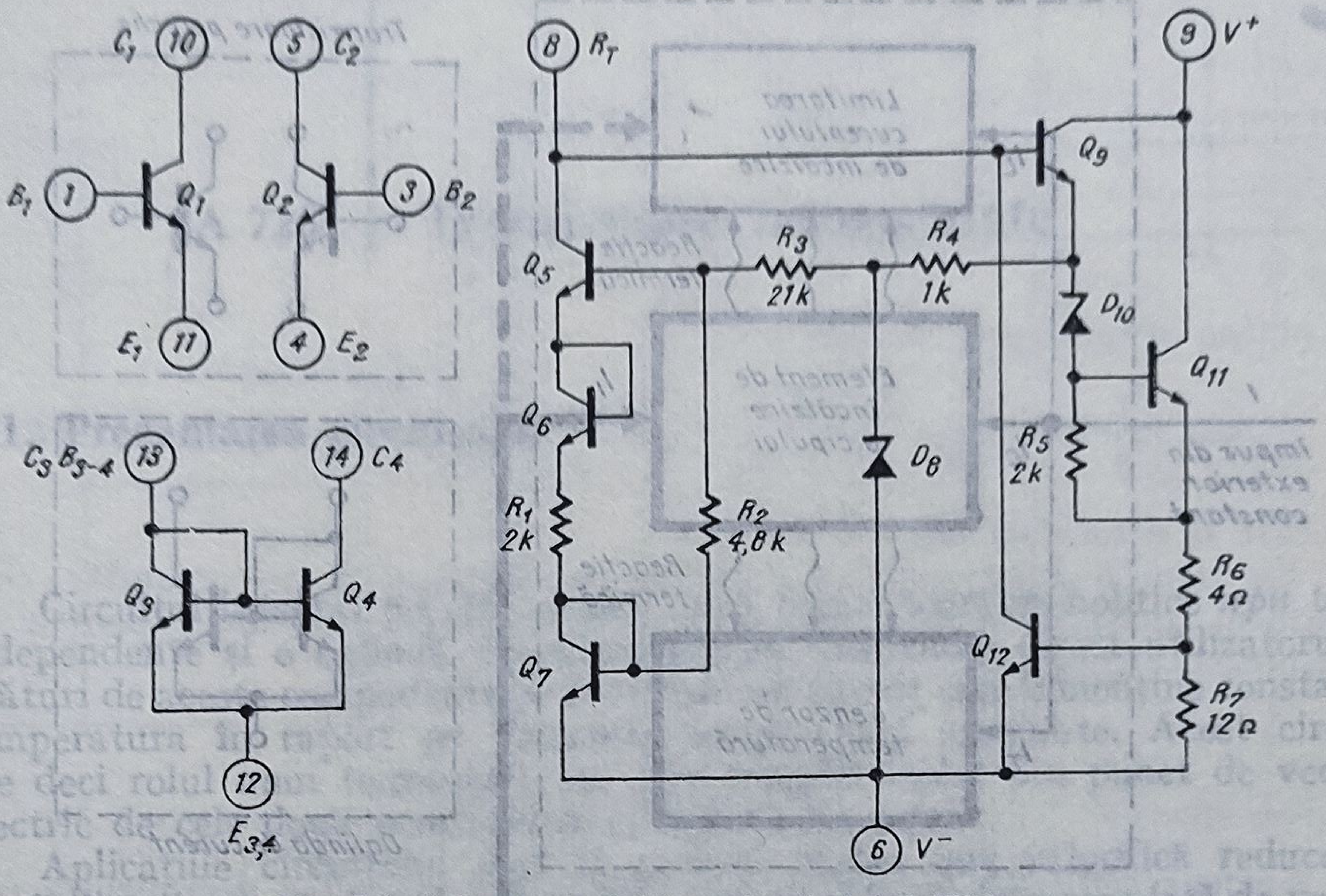


Fig. 3.2. Schema electrică a circuitului βA726.

3.2.1. Tranzistoarele pereche

În schema acestui circuit integrat partea de interes major pentru utilizator o constituie cele două tranzistoare pereche. Caracteristicile acestor două tranzistoare Q_1 și Q_2 sînt practic identice. De asemenea, datorită posibilității de a folosi termostatarea, caracteristicile electrice pentru Q_1 și Q_2 sînt puternic desensibilizate față de variațiile temperaturii ambiante. Chiar și în cazul nefolosirii termostatului, Q_1 și Q_2 pot constitui o soluție pentru schemele ce necesită tranzistoare perechi. Așa cum se observă și din figura 3.2, cele două tranzistoare Q_1 și Q_2 sînt independente și total accesibile în exterior.

3.2.2. Oglinda de curent

Această configurație de tranzistoare, formată din Q_3 și Q_4 (vezi figura 3.2) are rolul de a genera un curent practic egal cu cel de comandă (vezi figura 3.3). I_{COM}.

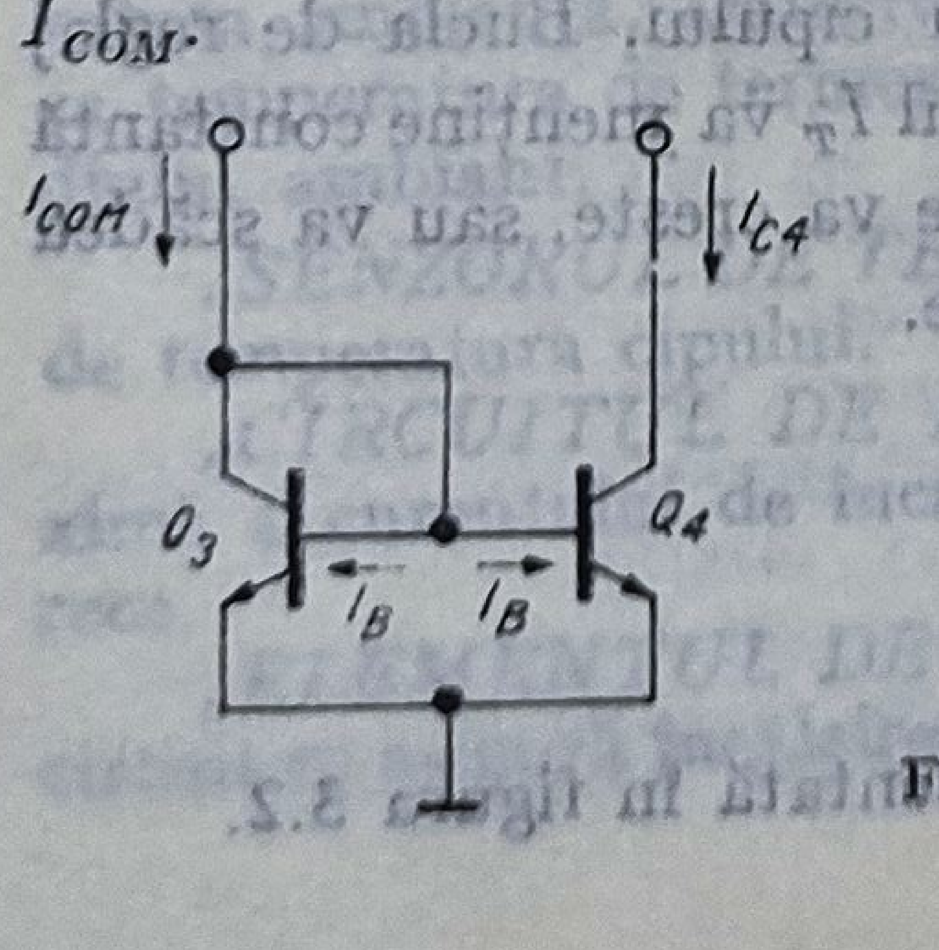


Fig. 3.3. Oglinda de curent din βA726.

Dacă ținem cont de cîștigul de curent β al tranzistoarelor, se obține:

$$I_{C_4} = I_{COM}\frac{\beta}{\beta + 2}. \tag{3.1}$$

Relația 3.1 arată că datorită cîștigului în curent de valoare finită, egalitatea $I_{C_4} = I_{COM}$ se realizează cu o eroare ce depinde de valoarea lui β; de exemplu pentru β = 100, eroarea introdusă va fi de 2%.

Altă sursă de eroare pentru egalitatea curenților I_{C_4} și I_{COM} o constituie rezistența de ieșire a tranzistorului Q_4. Considerînd pentru tranzistor schema echivalentă Giacoletto (vezi figura 3.4) rezultă:

$$i_{C_4} = \frac{r_o}{R_L + r_o}\,\frac{\beta}{\beta + 2}\,i_{COM}. \tag{3.2}$$

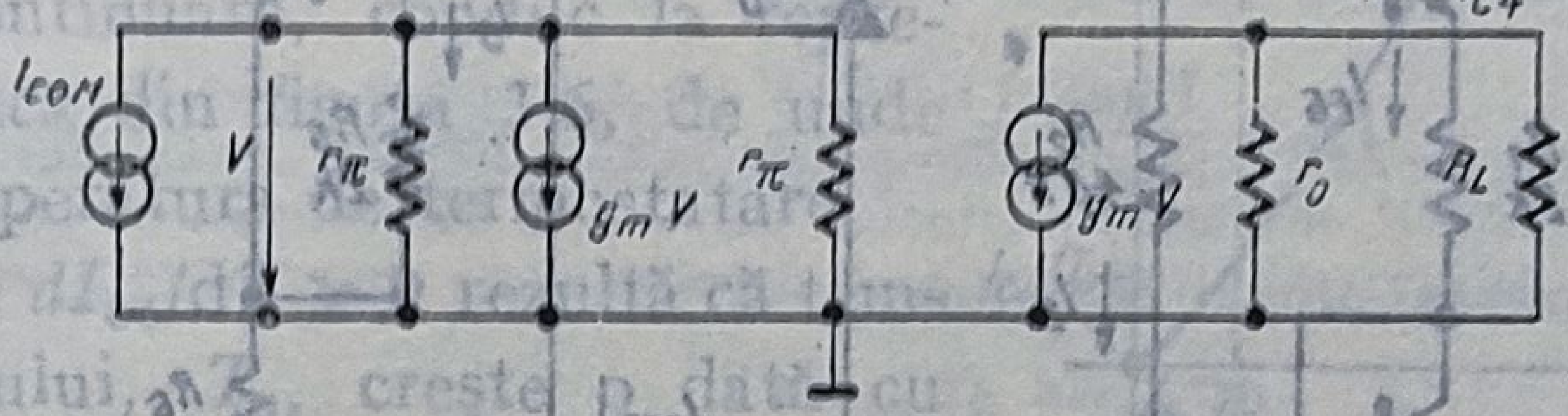


Fig. 3.4. Schema echivalentă de c.a., semnal mic, a oglinzii de curent.

Relația 3.2 arată că eroarea datorată valorii lui r_o depinde de raportul $\frac{r_o}{R_L}$; dacă $R_L = 0$ sau $r_o = \infty$, eroarea este nulă. O aproximare practică a erorii oglinzii de curent datorită valorii finite a lui β și a lui r_o este:

$$\frac{i_{COM} - i_{C_4}}{i_{COM}} \simeq \frac{2}{\beta} + \frac{R_L}{r_o} \tag{3.3}$$

3.2.3. Termostatul

Schema electrică a termostatului este indicată în figura 3.5 (R_T este o rezistență conectată în exterior prin care se reglează valoarea temperaturii cipului).

Elementul care încălzește cipul este tranzistorul Q_{11} prin intermediul puterii pe care o disipă egală cu $V_S I_{C11}$. Ca urmare reglajul puterii disipate — deci și a temperaturii cipului — se reduce la controlul curentului I_{C11}. Deoarece $I_{C11} \sim I_{B9}$ (vezi figura 3.5) iar

$$I_{B9} = I_8 - I_{C5}^{*)} \tag{3.4}$$

analiza mecanismului de reglaj a temperaturii cipului trebuie să ia în discuție dependența de temperatură a curenților I_8, I_{C5}.

---

*) Tranzistorul Q_{12} limitează curentul prin Q_{11} la pornire, atunci cînd cipul este rece, la o valoare $V_{BE_{12}}/R_7 \simeq 50$ mA. Mecanismul de limitare este clar; atît timp cît Q_{12} este deschis el deturnează la masă creșterea ulterioară a curentului I_{B9}, pe care astfel nu o mai regăsim amplificată cu (aproximativ) $\beta_9\beta_{11}$ în curentul de încălzire. După prima etapă a regimului tranzitoriu Q_{12} se blochează astfel că în această analiză vom presupune că $I_{C_{12}} = 0$.

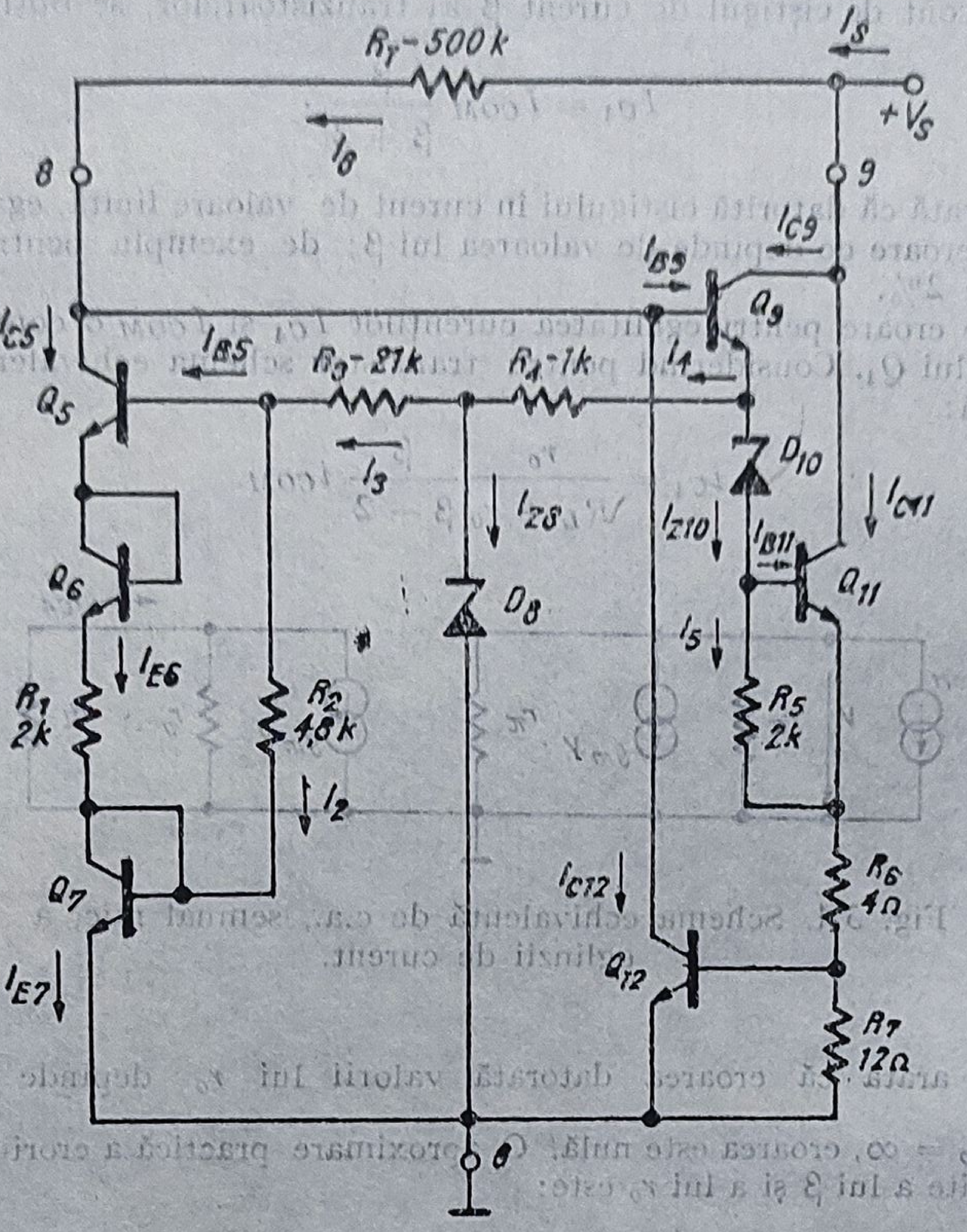


Fig. 3.5. Schema termostatului.

Expresiile curenților I_{C5} și I_8 sînt:

$$I_{C5} = \frac{(V_{Z8} - V_{BE7})\dfrac{R_2}{R_2 + R_3} - V_{BE5} - V_{BE6}}{R_1}, \tag{3.5}$$

$$I_8 = \frac{V_S - V_{BE9} - V_{Z10} - V_{BE11}}{R_T}. \tag{3.6}$$

Diodele Zener care rezultă în procesul de fabricație a circuitului βA726 au o tensiune de circa 7 V pentru care coeficientul de temperatură $dV_Z/dT > 0$. Tensiunea bază-emitor are un coeficient de temperatură negativ, $dV_{BE}/dT < 0$. Se obține

$$dI_{C5}/dT > 0, \tag{3.7}$$

$$dI_8/dT \simeq 0, \tag{3.8}$$

Tranzistoarele Q_5 și Q_6 „citesc" temperatura cipului (ele sînt senzorii de temperatură), închizînd o buclă de reacție electrotermică negativă Într-adevăr dacă, de exemplu, cipul este mai rece decît indică valoarea prescrisă

în baza lui Q_9 se injectează un curent suplimentar ($I_8 \simeq$ const., $I_{C5}\downarrow$ deci $I_{B9}\uparrow$), ceea ce conduce la mărirea puterii disipate de Q_{11} și implicit la creșterea temperaturii cipului. Bucla de reacție termică poate fi descrisă prin relația:

$$\beta_9\beta_{11}\,(I_8 - I_{C5})\,V_S R_{th} = T - T_a. \tag{3.9}$$

Relația precedentă împreună cu variația curentului I_{C5} cu temperatura, $I_{C5}=I_{C5}(T)$ unde $I_{C5}(T)$ este o funcție ce va fi determinată în continuare, conduc la reprezentarea grafică din figura 3.6, de unde se obține temperatura de termostatare.

Deoarece $dI_{C5}/dT > 0$ rezultă că temperatura cipului, T_j, crește o dată cu creșterea curentului I_8, deci o dată cu scăderea valorii rezistenței R_T și invers.

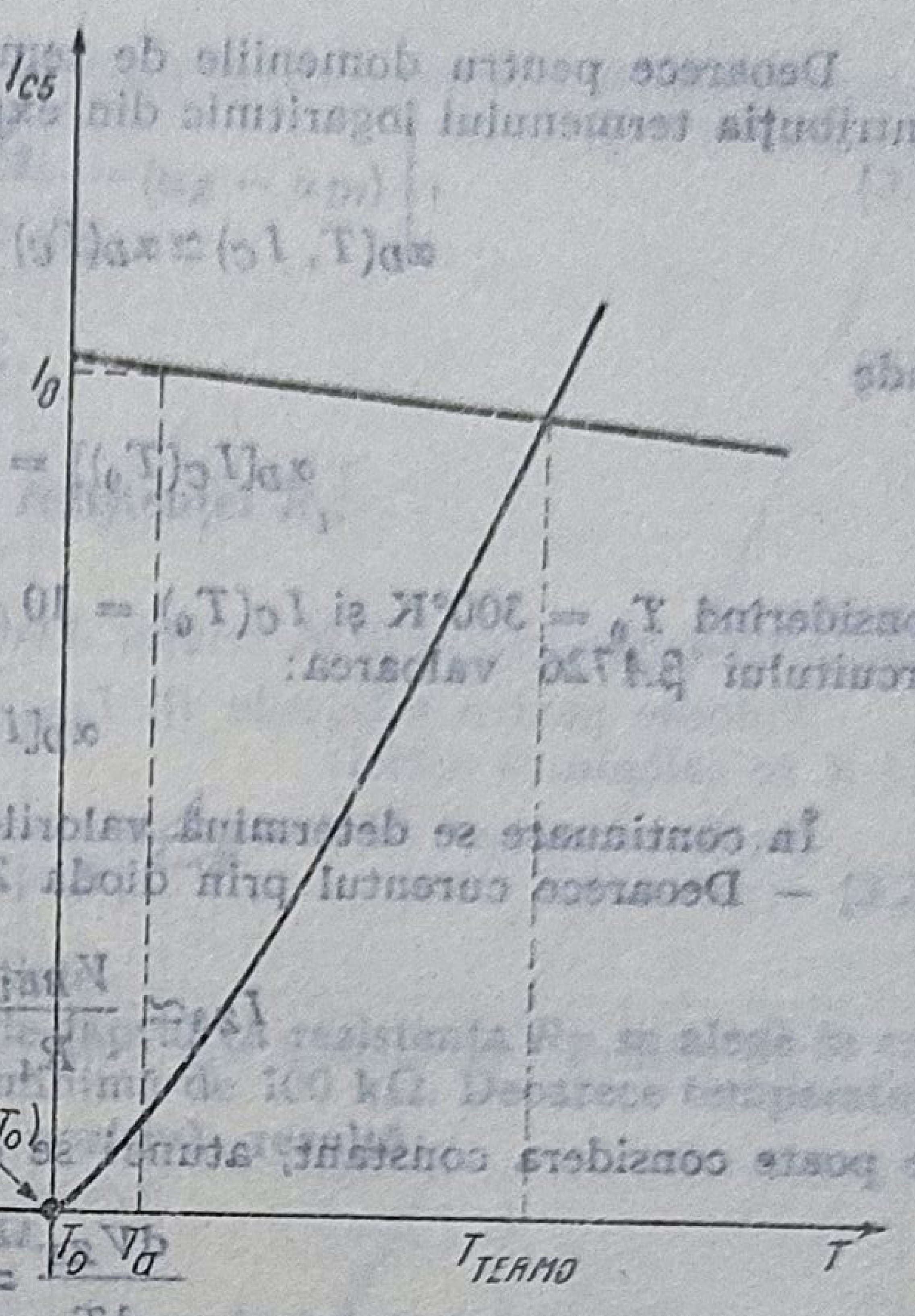


Fig. 3.6. Dependența (calitativ) a curentului I_{C5} și I_8 de temperatura cipului.

Pentru evaluarea cantitativă a funcționării termostatului, se determină în continuare dependența de temperatură a curentului I_{C5}; ținînd seama de relația 3.5, prin derivarea în raport cu temperatura absolută, T, rezultă:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = \frac{R_2}{R_1(R_2+R_3)}\left(\frac{dV_{Z8}}{dT} - \frac{dV_{BE7}}{dT}\right) - \frac{1}{R_1}\left(\frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{dV_{BE6}}{dT}\right). \tag{3.10}$$

Pentru tensiunea V_{BE} există relația[1]:

$$V_{BE} = \frac{E_G}{q}\left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0}\frac{T}{T_0} + n\frac{kT}{q}\ln\frac{T_0}{T} + \frac{kT}{q}\ln\frac{I_C}{I_C(T_0)} \tag{3.11}$$

unde

$$V_{BE0} = V_{BE}[T_0,\ I_C(T_0)].$$

Această relație se derivează membru cu membru și se obține

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q}\right]\frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0}\left[-n + n\ln\frac{T_0}{T} + \ln\frac{I_C}{I_C(T_0)}\right] + \frac{V_{T0}}{T_0}\frac{T}{I_C}\frac{dI_C}{dT}.$$

Relația precedentă poate fi rescrisă astfel:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \alpha_D(T,\ I_C) + \frac{V_{T0}}{T_0}\frac{T}{I_C}\frac{dI_C}{dT} \tag{3.12}$$

unde

$$\alpha_D = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q}\right]\frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0}\left[-n + n\ln\frac{T_0}{T} + \ln\frac{I_C}{I_C(T_0)}\right]$$

Deoarece pentru domeniile de temperatură obișnuite (0°C ... + 100°C) se poate neglija contribuția termenului logaritmic din expresia lui $\alpha_D(T, I_C)$ se obține:

$$\alpha_D(T, I_C) \simeq \alpha_D(I_C) = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \tag{3.13}$$

unde

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q}\right]\frac{1}{T_0} - n\frac{V_{T0}}{T_0} \tag{3.14}$$

Considerînd $T_0 = 300°K$ și $I_C(T_0) = 10\ \mu A$, din considerente tehnologice se obține în cazul circuitului βA726 valoarea:

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = -2\ \text{mV/°K} \tag{3.15}$$

În continuare se determină valorile derivatelor ce apar în relația 3.11.

— Deoarece curentul prin dioda Zener D_8

$$I_{Z8} \simeq \frac{V_{BE11}}{R_4} = \frac{0{,}65\ V}{1\ k\Omega} = 0{,}65\ mA,$$

se poate considera constant, atunci se obține:

$$\frac{dV_{Z8}}{dT} = \left.\frac{dV_{Z8}}{dT}\right|_{I_{Z8}=ct.} = \alpha_Z$$

Pentru procesul tehnologic al circuitului βA726, α_Z are valoarea tipică

$$\alpha_Z = +2{,}8\ \text{mV/°K} \tag{3.16}$$

— Prin tranzistorul Q_7 circulă curentul

$$I_{C7} \simeq \frac{V_{BE5} + V_{BE6}}{R_2} = \frac{2 \times 0{,}65\ V}{4{,}8\ k\Omega} = 0{,}23\ mA$$ (se neglijează I_{C5}, vezi relația 3.27)

care fiind constant se poate scrie, folosind relațiile 3.12, 3.13 și 3.15:

$$\alpha_{D7} = \frac{dV_{BE7}}{dT} = -2\ \text{mV/°K} + \frac{26\ mV}{300°K} \ln \frac{230}{10} = -1{,}73\ \text{mV/°K}. \tag{3.17}$$

— Din figura 3.5 se observă că prin tranzistoarele Q_5 și Q_6 curenții sînt egali, iar tranzistoarele avînd geometrii identice, se obține:

$$V_{BE5} = V_{BE6}$$

Cu observațiile precedente, relația 3.10 devine:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = -\frac{2}{R_1}\frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)}(\alpha_Z - \alpha_{D7}) \tag{3.18}$$

Conform relațiilor 3.12 și 3.13 se obține:

$$\frac{dV_{BE5}}{dT} = \alpha_D(I_{C5}) + \frac{V_{T0}}{T_0}\frac{T}{I_{C5}}\frac{dI_{C5}}{dT}. \tag{3.19}$$

Vom considera, pentru simplificarea calculelor, că $\alpha_D(I_{C5}) = \alpha_{D5} \simeq ct.$; cu relațiile 3.18 și 3.19 se formează ecuația diferențială:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = \frac{A\dfrac{I_{C5}}{T}}{B + \dfrac{I_{C5}}{T}} \tag{3.20}$$

unde

$$A = \frac{1}{R_1}\left[-2\alpha_{D6} + \frac{R_2}{R_2 + R_3}(\alpha_Z - \alpha_{D7})\right], \tag{3.21}$$

$$B = \frac{2V_{T0}}{R_1 T_0} = 0{,}086\ \mu A/°K. \tag{3.22}$$

Se observă că raportul A/B nu depinde de valoarea rezistenței R_1.
Soluția ecuației 3.20 este

$$I_{C5} = Tu(T),$$

unde $u(T)$ este definită implicit prin relația:

$$u^{\frac{B}{A-B}} = K_0 T\,|u - A + B|^{\frac{A}{A-B}}, \tag{3.23}$$

K_0 fiind o constantă ce se determină din condiții inițiale.

Pentru explicitarea relației 3.23 se ține seama de faptul că rezistența R_T se alege în cele mai multe cazuri de valoare 500 kΩ, avînd valoarea minimă de 100 kΩ. Deoarece temperatura de termostatare (pentru care se calculează I_{C5}) este pozitivă, rezultă:

$$R_T \geq 100\ k\Omega,$$

$$T \geq 273°K,$$

valori care conduc cu ajutorul relației 3.7 la rezultatul

$$u = \frac{I_{C5}}{T} < \frac{I_s(R_T = 100\ k\Omega)}{273°K} = \frac{30V - 0{,}65V - 7V - 0{,}65\ V}{273°K \times 100\ k\Omega} = 0{,}79\ \mu A/°K.$$

Considerînd valoarea aproximativă $\alpha_{D6} = -2$ mV°/K, cu relațiile 3.17, 3.21, 3.22 și rezultatul precedent, se obține:

$$A - B - u \geq 2{,}42\ \mu A/°K - 0{,}086\ \mu A/°K - 0{,}79\ \mu A/°K > 0.$$

Cu acest rezultat se poate explicita modulul din relația 3.23:

$$|u - A + B| = A - B - u. \tag{3.24}$$

Prelucrînd relația 3.23 ținînd seama de relația 3.24, se obține:

$$T = \frac{I_{C5}}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B}\right)\left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}}\right)^{\frac{B}{A}} \tag{3.25}$$

unde

$$I_{C50} = I_{C5}(T_0).$$

Valoarea curentului I_{C50} este soluția următoarei ecuații neliniare:

$$R_1 I_{C50} = (V_{Z8} - V_{BE7})\frac{R_2}{R_2 + R_3} - 2V_{T0}\ln\frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} \tag{3.26}$$

obținută din relația 3.6, în care s-a ținut seama că $V_{BE5} = V_{BE6}$ și $T = T_0$.

Trecînd la valorile numerice corespunzătoare figurii 3.5 precum și procesului tehnologic [$I_s(T_0) = 0{,}75 \times 10^{-16}$ A, $V_Z = 7$ V, $V_{BE7} = 0{,}65$ V], se determină prin calcul soluția ecuației 3.26:

$$I_C(T_0) = I_{C50} = 0{,}55\ \mu A. \tag{3.27}$$

Temperatura de termostatare se poate evalua acum ca soluție a sistemului format cu ajutorul relațiilor 3.9 și 3.25:

$$I_{C5} = I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}},$$
$$T = \frac{I_{C5}}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B}\right)\left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}}\right)^{\frac{B}{A}}, \tag{3.28}$$

considerînd $\beta_9 = \beta_{11} = \beta$ în relația 3.9.

Valorile pentru mărimile B, I_{C50}, I_8 se obțin din relațiile 3.22, 3.27, 3.6, iar valoarea lui A se calculează astfel:

(a) Se consideră soluția aproximativă a sistemului 3.28

$$I_{C5} \simeq I_8;$$

(b) pentru coeficientul α_{D5} vom considera valoarea medie

$$\alpha_{D5} = \frac{\alpha_{D5}(I_{C50}) + \alpha_{D5}(I_8)}{2},$$

Cu ajutorul relației 3.12 se obține:

$$\alpha_{D5} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{1}{2}\frac{V_{T0}}{T_0}\ln\frac{I_{C50}I_8}{I^2_C(T_0)} \tag{3.29}$$

Acum valoarea lui A se poate determina cu relațiile 3.21, 3.29, 3.27, 3.6, 3.16, 3.17.

Soluția sistemului 3.28 se poate obține grafic, la intersecția celor două caracteristici $I_{C5}(T)$; de asemenea soluția se poate obține numeric prin rezolvarea ecuației neliniare:

$$T = \frac{1}{A - B}\left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}\right) + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B}\right)\left[\frac{1}{I_{C50}}\left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}\right)\right]^{\frac{B}{A}} \tag{3.30}$$

Pentru rezolvarea numerică a ecuației 3.30 se consideră valorile:

$$\beta = 100$$
$$V_S = 30 \text{ V}$$
$$R_{th} = 200°\text{C/W}$$
$$T_a = 300°\text{K}$$
$$R_T = 500\text{k}\Omega$$

Curentul I_8 se calculează cu relația 3.6:

$$I_8 = \frac{30\text{ V} - 0{,}65\text{ V} - 7\text{ V} - 0{,}65\text{ V}}{500\text{ k}\Omega} = 43{,}4\ \mu\text{A}. \tag{3.31}$$

Coeficientul α_{D5} se determină cu relațiile 3.15, 3.27, 3.31, 3.29:

$$\alpha_{D5} = -2\text{mV/°K} + \frac{1}{2}\frac{26\text{ mV}}{300°\text{K}}\ln\frac{43{,}4 \times 0{,}55}{10^2} = -2{,}06\text{ mV/°K}. \tag{3.32}$$

Cu relațiile 3.21, 3.16, 3.17, 3.32 se calculează valoarea lui A:

$$A = \frac{1}{2}\left[2\times 2{,}06 + \right.$$

$$\left. + \frac{4{,}8}{25{,}8}\, 2{,}8 + 1{,}73)\right]\ \mu A/°K = 3{,}38\ \mu A/°K. \tag{3.33}$$

Soluția grafică este dată în figura 3.7; se obține $T_{TERMO} = 349°K$ (76°C).

Soluția numerică a ecuației 3.30 se determină ținînd seama de valorile pentru A, B, I_8, I_{C50} obținute din relațiile 3.33, 3.22, 3.31, 3.27:

$$T_{TERMO} \simeq 349°K\ (76°C) \tag{3.34}$$

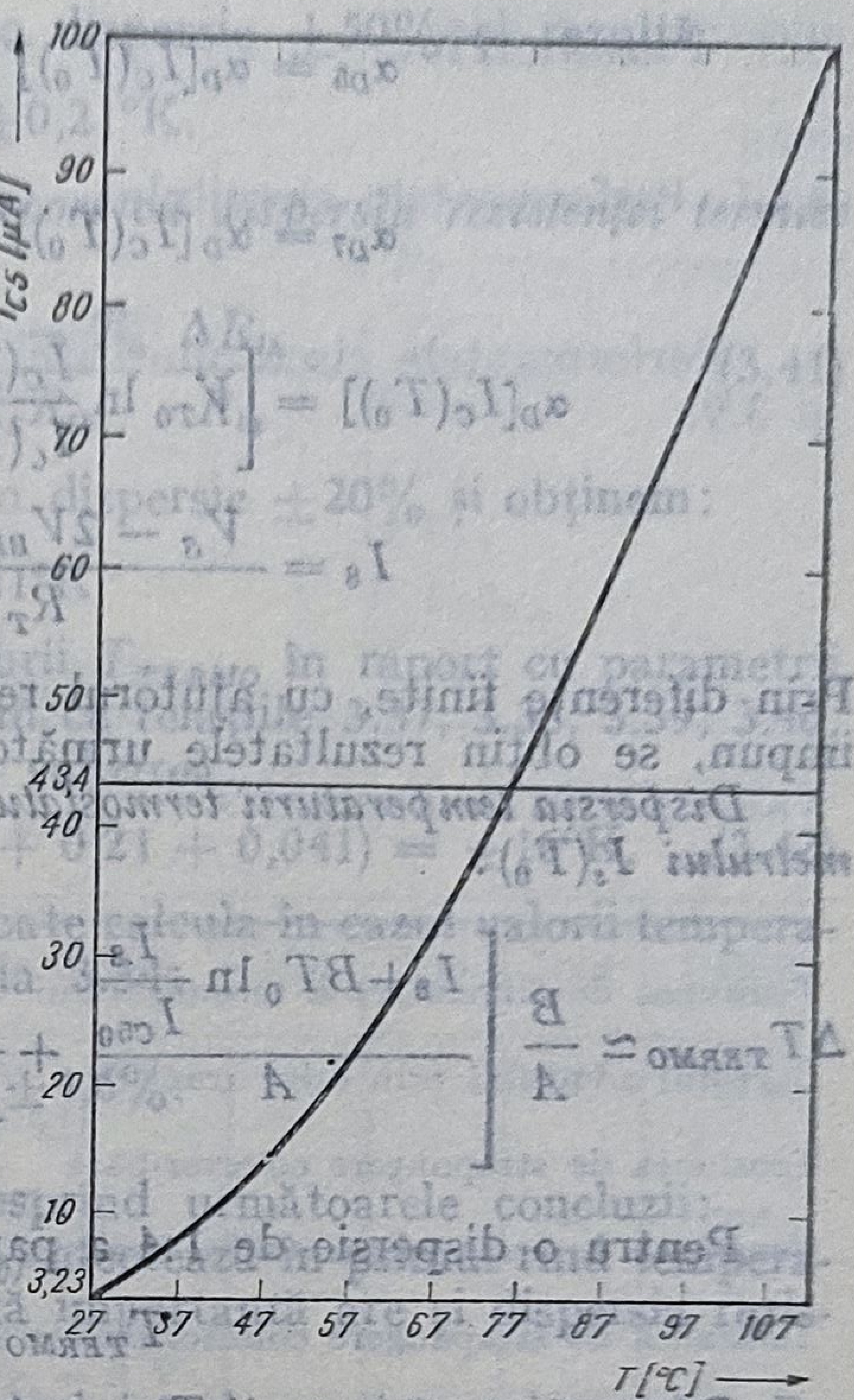


Fig. 3.7. Soluția grafică a ecuației 3.30.

Pentru soluția ecuației 3.30 există o formă analitică aproximativă, ce se obține ținînd seama de următoarea observație:

$$\frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} = \frac{349 - 300}{100^2 \times 30 \times 200 \times 10^{-6}}\ \mu A = 0{,}82\ \mu A \ll I_8 = 43{,}4\ \mu A.$$

Se obține cu aproximația precedentă următoarea formă analitică pentru soluția ecuației 3.30:

$$T_{TERMO} = \frac{I_8}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B}\right)\left(\frac{I_8}{I_{C50}}\right)^{\frac{B}{A}} \tag{3.35}$$

Relația 3.35 furnizează cu bună precizie valoarea temperaturii de termostatare.

Valoarea temperaturii de termostatare comportă o discuție relativ la influența pe care o are dispersia tehnologică a mărimilor ce intervin în soluția ecuației 3.30.

Relațiile necesare acestei analize sînt următoarele:

$$T_{TERMO} = \frac{1}{A - B}\left(I_8 - \frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}\right) + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B}\right)\left[\frac{1}{I_{C50}}\left(I_8 - \frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}\right)\right]^{\frac{B}{A}},$$

$$R_1 I_{C50} + 2V_{T0} \ln \frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} = (V_z - V_{BE})\frac{R_2}{R_2 + R_3},$$

$$A = \frac{1}{R_1}\left[-2\alpha_{D5} + \frac{R_2}{R_2 + R_3}(\alpha_z - \alpha_{D7})\right],$$

$$\alpha_{D5} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{1}{2}\frac{V_{T0}}{T_0}\ln\frac{I_s I_{C50}}{I_C^2(T_0)} \qquad (3.36)$$

$$\alpha_{D7} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{V_{T0}}{T_0}\ln\frac{I_{C7}^2}{I_c(T_0)}$$

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = \left[V_{T0}\ln\frac{I_C(T_0)}{I_c(T_0)} - \frac{E_G}{q}\right]\frac{1}{T_0} - \frac{nV_{T0}}{T_0}$$

$$I_s = \frac{V_S - 2V_{BE} - V_Z}{R_T}.$$

Prin diferențe finite, cu ajutorul relațiilor 3.36, făcînd aproximațiile ce se impun, se obțin rezultatele următoare.

Dispersia temperaturii termostatului, T_{TERMO}, în raport cu dispersia parametrului $I_s(T_0)$:

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{B}{A}\left[\frac{I_s + BT_0\ln\frac{I_s}{I_{C50}}}{A} + \frac{1}{\frac{R_1 I_s}{2V_{T0}} + \frac{I_s}{I_{C50}}}\left(T_0 - \frac{I_s}{B}\right)\right]\frac{\Delta I_s(T_0)}{I_s(T_0)} \qquad (3.37)$$

Pentru o dispersie de 1:4 a parametrului $I_s(T_0)$ se obține

$$T_{TERMO} = +11{,}67°\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia tensiunii V_Z:

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{1}{A}\left(\frac{R_2}{R_2 + R_3}\frac{B}{R_1 I_s + 2V_{T0}\frac{I_s}{I_{C50}}} + \frac{1}{R_T}\right)\Delta V_Z. \qquad (3.38)$$

Considerînd pentru dispersia ΔV_Z valoarea $\pm 0{,}3$ V se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0{,}26°\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței R_1

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{I_s}{A}\frac{\Delta R_1}{R_1}. \qquad (3.39)$$

Se consideră pentru R_1 o dispersie $\pm 20\%$ și se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 3{,}72°\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia parametrului β

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{T_{TERMO} - T_a}{A\beta^2 V_S R_{th}}\frac{2\Delta\beta}{\beta}. \qquad (3.40)$$

Se consideră pentru parametrul β o dispersie ±50% și rezultă:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0{,}21°K.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței termice a capsulei:

$$\Delta T_{TERMO} \cong \pm \frac{T_{TERMO} - T_a}{A\beta^2 V_S R_{th}} \frac{\Delta R_{th}}{R_{th}} \qquad (3.41)$$

Se consideră pentru parametrul R_{th} o dispersie ±20% și obținem:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0{,}041°K$$

Ținînd seama de dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu parametrii tehnologici $I_s(T_0)$, V_Z, R_1, β, R_{th}, conform cu relațiile 3.37, 3.38, 3.39, 3.40, 3.41, se obține pentru dispersia totală valoarea:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm(11{,}67 + 0{,}26 + 3{,}72 + 0{,}21 + 0{,}041) = \pm 16°K. \qquad (3.42)$$

Cu rezultatul obținut în relația 3.42, se poate calcula în cazul valorii temperaturii de termostatare obținută în relația 3.34:

$$\frac{\Delta T_{TERMO}}{T_{TERMO}} = \pm 4{,}6\%.$$

Din rezultatele obținute mai sus se desprind următoarele concluzii:

(a) Dispersia valorii curentului $I_s(T_0)$ afectează în primul rînd temperatura de termostatare; o influență importantă are și dispersia rezistenței R_1.

(b) Dispersia tensiunii V_Z, a parametrului β și a rezistenței termice R_{th} nu afectează, practic, valoarea temperaturii de termostatare, acestea fiind corecții de ordinul doi.

De asemenea, cu ajutorul relațiilor 3.36 se determină *influența temperaturii mediului ambiant* (T_a) *asupra temperaturii de termostatare*,

$$\frac{\Delta T_{TERMO}}{\Delta T_a} = \frac{1}{A\beta^2 V_S R_{th}} = 0{,}53\%. \qquad (3.43)$$

Dacă se consideră pentru temperatura ambiantă valoarea de 300°K, o variație de ±20°C în jurul acestei valori conduce la o variație a temperaturii de termostatare, conform relației 3.43:

$$\Delta_{TERMO} \simeq \pm 0{,}1°C.$$

Relația 3.43 permite evaluarea factorului de rejecție a temperaturii ambiante:

$$ATRR = \frac{\Delta T_a}{\Delta T_{TERMO}} = A\beta^2 V_S R_{th} = 189. \qquad (3.44)$$

Din relația 3.44 se observă că factorul de rejecție nu depinde de valoarea temperaturii de termostatare, însă depinde direct proporțional de parametrii β, R_{th}, A (considerînd tensiunea de alimentare, V_S, de valoare fixă).

3.3. Parametri

3.3.1. Performanțele circuitului

Performanțele circuitului[2] sînt prezentate în *Tabelul 3.1* și figurile 3.8 și 3.9.

Tabelul 3.1

βA 726

Tranzistoare termostatate

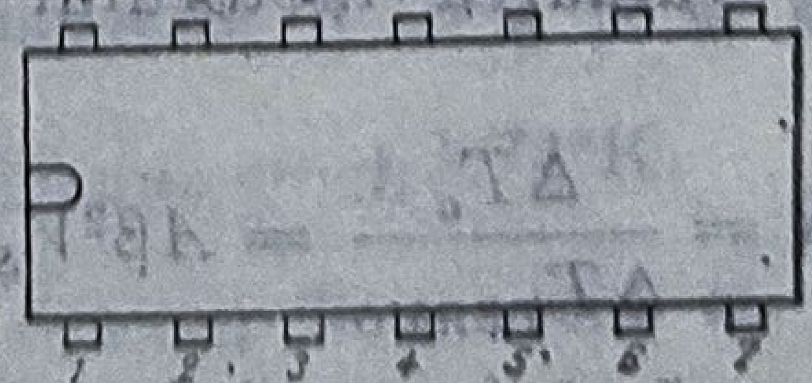
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare a termostatului	V_{9-6}	36 V
Curentul admisibil prin orice tranzistor	I_C	5 mA
Tensiunea de străpungere colector-bază	V_{CBO}	40 V
Tensiunea de străpungere emitor-bază	V_{EBO}	5 V
Tensiunea de străpungere colector-emitor V	V_{CEO}	36 V
Tensiunea de străpungere între orice terminal al capsulei și substrat (terminal 6)	V_{IZ}	40 V

Notă: Toate mărimile de mai sus sînt date la $T_a = 25°C$, avînd termostatul în funcțiune fixat la $T_j = 100°C$

Gama temperaturilor de stocare	$-40°C \ldots +125°C$
Gama temperaturilor de funcționare	$0°C \ldots +70°C$
Temperatura maximă a joncțiunilor	$+125°C$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă TO 116
vedere de sus

Tabelul 3.1 (continuare)

βA726

1 B_1	8 R_T (reglaj temperatură
2 Neconectat	9 V^+
3 B_2	10 C_1
4 E_2	11 E_1
5 C_2	12 $E_{3,4}$
6 V^-	13 C_3B_{3-4}
7 Neconectat	14 C_4

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25°C$ și cu termostatul în funcțiune dacă nu se specifică astfel)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min	Tip	Max.	Unități
Curentul de alimentare al termostatului		$V_{9-6} = 30$ V $R_{8-9} = 500$ kΩ			20	mA
Vîrful de curent absorbit la conectarea alimentării		$V_{9-6} = 30$ V $R_{8-9} = 500$ kΩ			60	mA
Tensiunea de ofset a perechii de tranzistoare	$\pm V_{OS}$	$I_{C_1} = I_{C_2} = 100\mu A$ $V_{CE_1} = V_{CE_2} = 5$ V $R_{8-9} = 500$ kΩ			3	mV
Curenții de bază ai tranzistoarelor Q_1, Q_2	I_{B1} I_{B2}	$V_{CE1} = V_{CE2} = 5$ V $R_{8-9} = 500$ kΩ $I_{C1} = I_{C2} = 100$ μA $I_{C1} = I_{C2} = 10$ μA			 2 0,5	 μA μA
Precizia oglinzii de curent	I_{C4}/I_{C3}	$I_{C3} = 100$ μA			±20	%
Temperatura de termostatare	T_{TERMO}	$R_{8-9} = 500$ kΩ		77		°C
Variația temperaturii de termostatare	ΔT_{TERMO}	$R_{8-9} = 500$ kΩ $T_a = 0 ... 70°C$		2		°C

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th, j-a}$	200°C/W

Valorile limită absolută indicate în Tabelul 3.1 delimitează domeniul admis pentru funcționarea circuitului. Neîncadrarea în aceste valori duce la diminuarea performanțelor circuitului sau chiar la distrugerea acestuia; de aceea, la proiectarea schemelor de aplicații, trebuie ca valorile limită absolută să nu fie depășite.

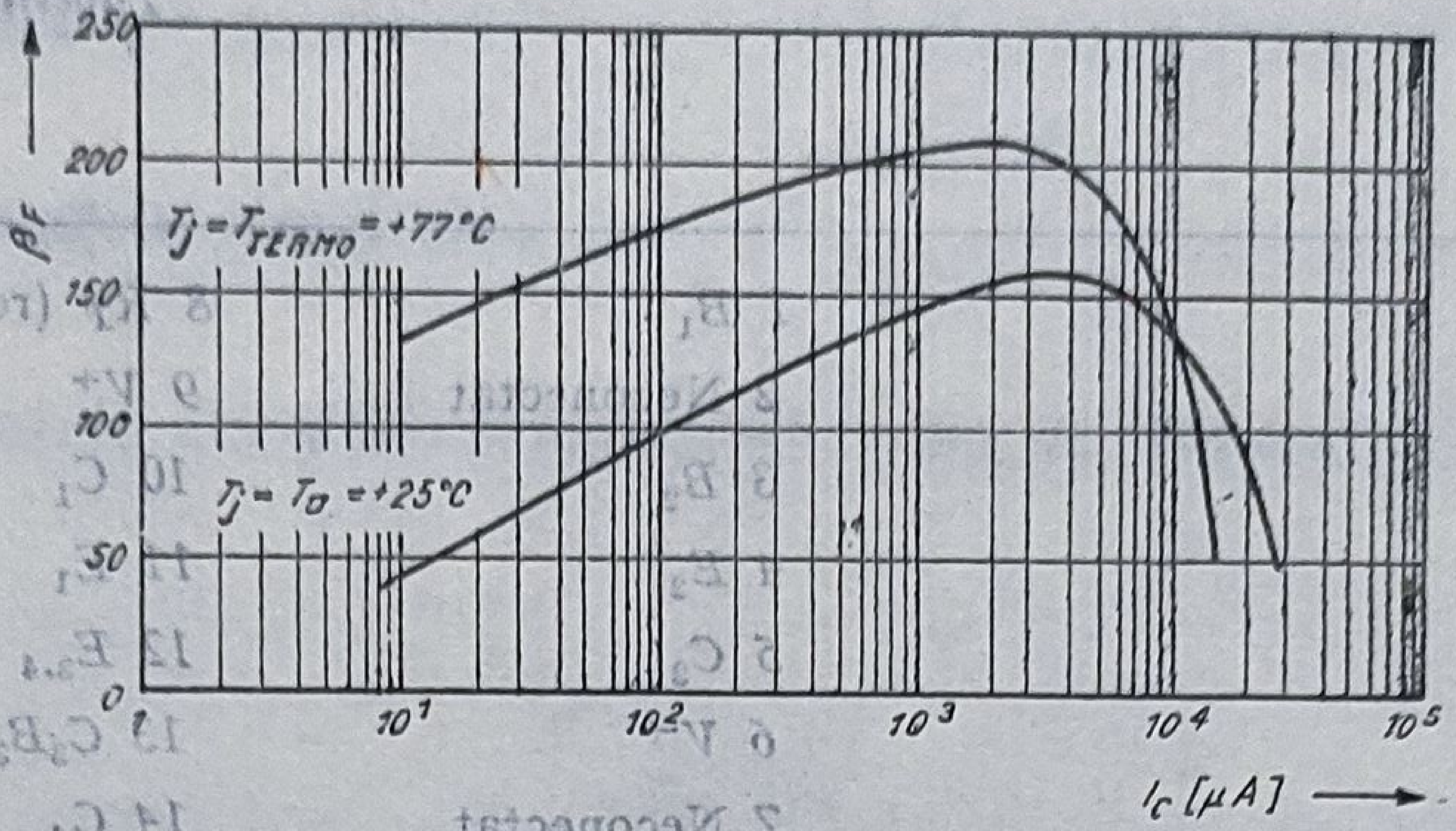


Fig. 3.8. Dependența parametrului β_F de curentul de colector, I_C.

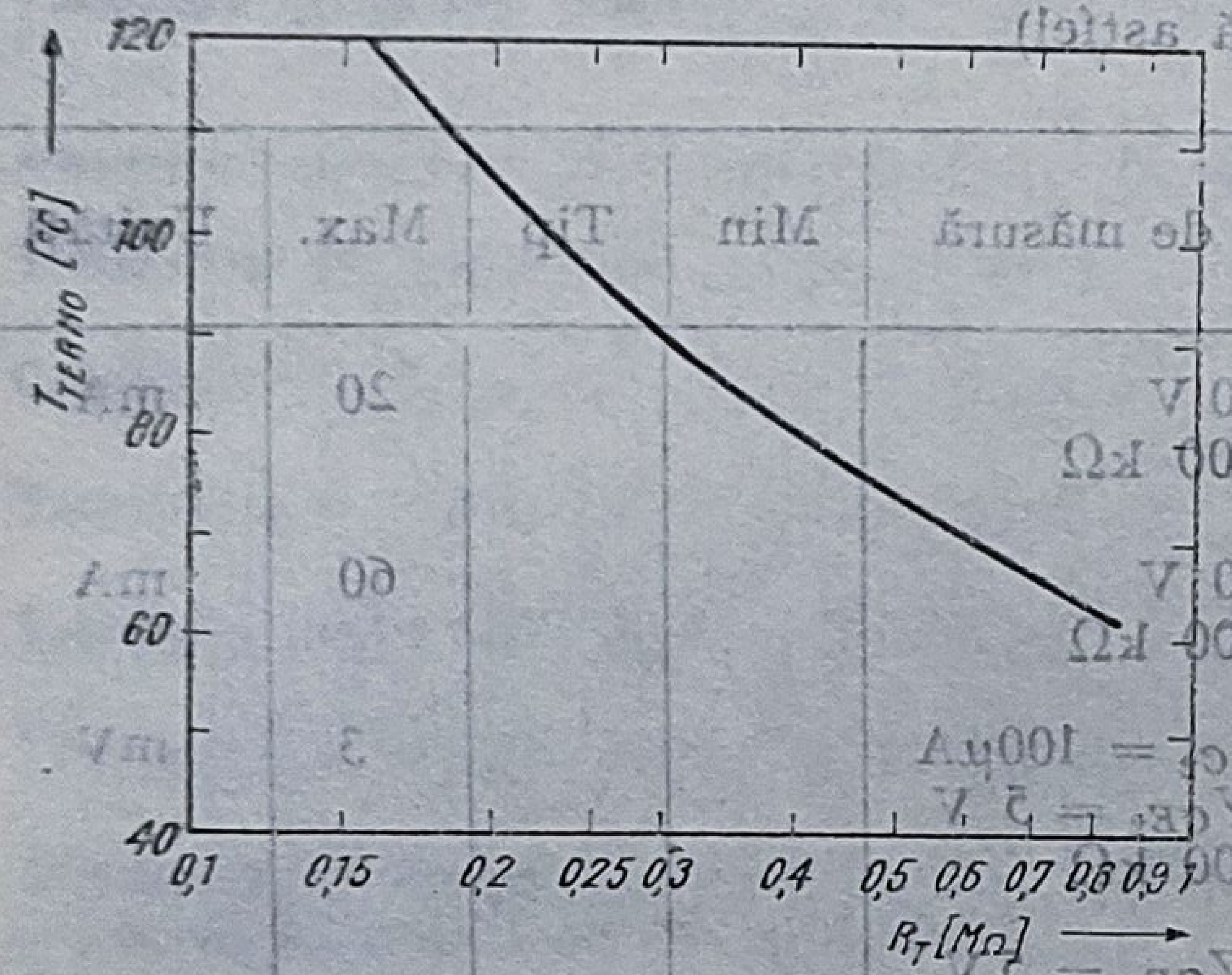


Fig. 3.9. Dependența tipică a temperaturii de termostatare de valoarea rezistenței R_T, (conectată între terminalele 8 și 9). Față de temperatura indicată în grafic temperatura reală poate varia cu ±20%.

3.3.2. Măsurători la fabricant

La IPRS-BĂNEASA, testarea circuitului βA726 se efectuează cu ajutorul calculatorului pe un sistem automat de măsurare.

Testarea circuitului integrat βA726 se face prin intermediul unei interfețe de test specifice, asociată sistemului. În continuare, se prezintă măsurătorile efectuate, conform programului de testare, precum și valorile aferente ale mărimilor măsurate, pentru care circuitul este considerat bun de livrare beneficiarilor.

În figura 3.10 este reprezentată schema simplificată a interfeței de test pentru βA726.

Prin programul de test se comandă acționarea releelor K_0, K_1, K_2, K_3, K_4, în funcție de configurația de măsură necesară la momentul respectiv. Tensiunile continue și curenții menționați în fig. 3.10, respectiv V_{PROG}, V_{TERMO}, V_{MAS}, V_{OGL}, fie că sînt mărimi de excitație sau de măsură, se programează sau se măsoară digital, conform programului de testare al acestui circuit.

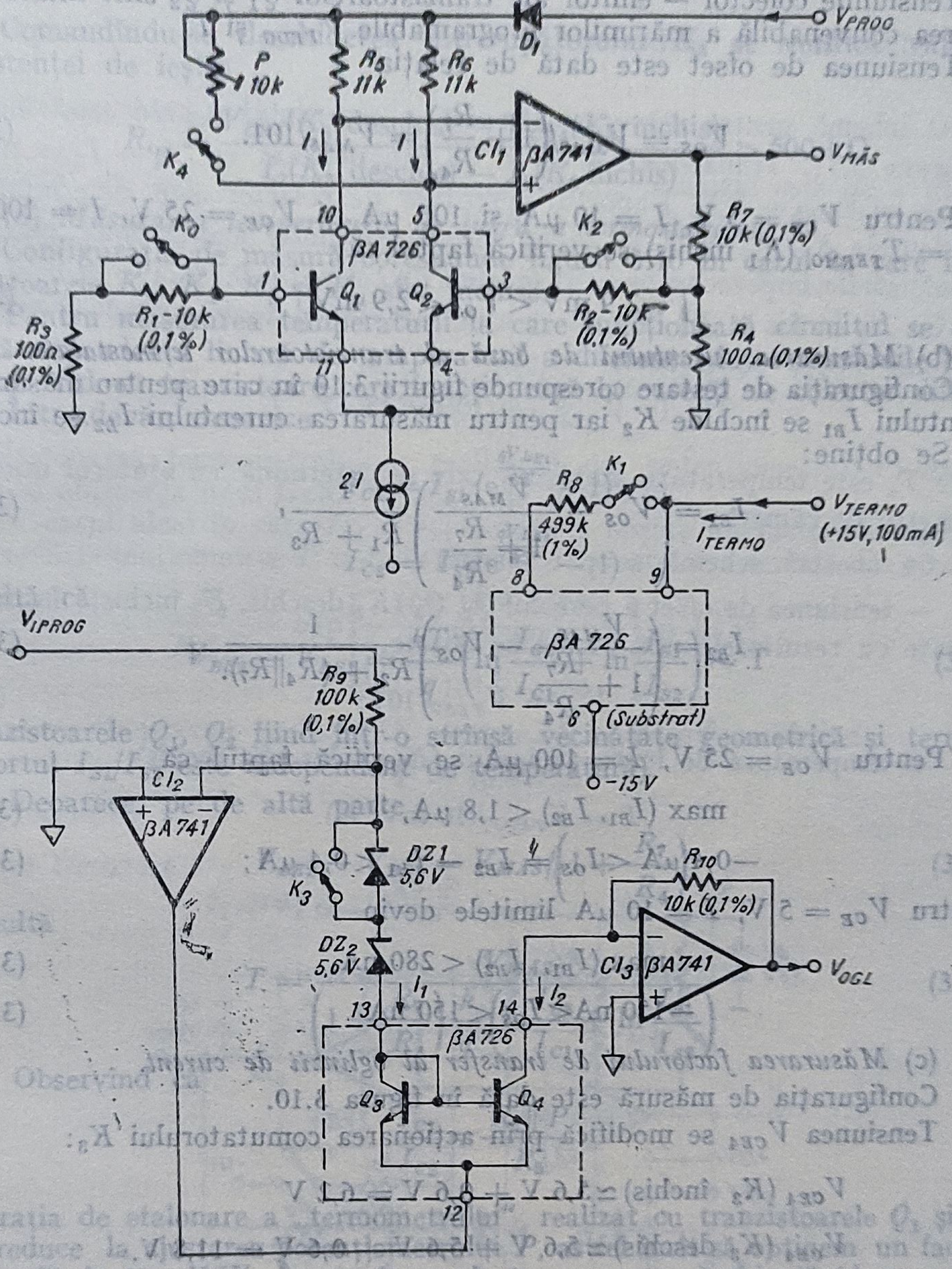


Fig. 3.10. Schema simplificată a interfeței de test a circuitului βA726.

În continuare se prezintă, pe scurt, secvența de măsură pentru acest circuit integrat.

(a) *Măsurarea tensiunii de ofset a perechii de tranzistoare termostatate.* Configurația de măsură se obține din figura 3.10 pentru cazul cînd releele K_0 și K_2 sînt închise.

Tensiunile colector — emitor ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sînt fixate prin alegerea convenabilă a mărimilor programabile V_{PROG} și I.

Tensiunea de ofset este dată de relația

$$V_{OS} = V_{MAS}/\left(1 + \frac{R_7}{R_4}\right) = V_{MAS}/101. \tag{3.45}$$

Pentru $V_{CE} = 5$ V, $I = 10$ μA și 100 μA și $V_{CE} = 25$ V, $I = 100$ μA la $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) se verifică faptul că

$$-2{,}9 \text{ mV} < V_{OS} < 2{,}9 \text{ mV} \tag{3.46}$$

(b) *Măsurarea curentului de bază al tranzistoarelor termostatate.*

Configurația de testare corespunde figurii 3.10 în care pentru măsurarea curentului I_{B1} se închide K_2 iar pentru măsurarea curentului I_{B2} se închide K_0. Se obține:

$$I_{B1} = \left(V_{OS} - \frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}}\right)\frac{1}{R_1 + R_3}, \tag{3.47}$$

$$I_{B2} = \left(\frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}} - V_{OS}\right)\frac{1}{R_2 + (R_4 \| R_7)}. \tag{3.48}$$

Pentru $V_{CE} = 25$ V, $I = 100$ μA se verifică faptul că

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 1{,}8 \text{ μA}, \tag{3.49}$$

$$-0{,}4 \text{ μA} < I_{OS} = I_{B2} - I_{B1} < 0{,}4 \text{ μA}; \tag{3.50}$$

pentru $V_{CE} = 5$ V, $I = 10$ μA limitele devin

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 280 \text{ nA} \tag{3.51}$$

$$-150 \text{ nA} < I_{OS} < 150 \text{ nA} \tag{3.52}$$

(c) *Măsurarea factorului de transfer al oglinzii de curent.*

Configurația de măsură este dată în figura 3.10.

Tensiunea V_{CE4} se modifică prin acționarea comutatorului K_3:

$$V_{CE4} (K_3 \text{ închis}) \simeq 5{,}6 \text{ V} + 0{,}6 \text{ V} = 6{,}2 \text{ V}$$

$$V_{CE4} (K_3 \text{ deschis}) \simeq 5{,}6 \text{ V} + 5{,}6 \text{ V} + 0{,}6 \text{ V} = 11{,}8 \text{ V}.$$

Curenții I_1 și I_2 au expresiile:

$$I_1 = V_{I\,PROG}/R_9, I_2 = V_{OGL}/R_{10}. \tag{3.53}$$

La temperatura $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) pentru $V_{CE4} = 6{,}2$ V, $I = 100$ μA se verifică faptul că

$$82 \text{ μA} < I_2 < 118 \text{ μA},$$

Comandîndu-se deschiderea întrerupătorului K_3 se verifică valoarea rezistenței de ieșire

$$R_{ieș} = \frac{V_{CE4}(K_3 \text{ deschis}) - V_{CE4}(K_3 \text{ închis})}{I_2(K_3 \text{ deschis}) - I_2(K_3 \text{ închis})} > 500 \text{ k}\Omega$$

(d) *Măsurarea temperaturii de lucru a termostatului.*

Configurația de măsură corespunde figurii 3.10 în cazul în care întrerupătoarele K_0, K_1, K_2 și K_4 sînt închise.

Pentru măsurarea temperaturii la care funcționează circuitul se utilizează dependența liniară de temperatură a diferenței între tensiunile bază-emitor a două tranzistoare care funcționează la curenți de colector diferiți.

Într-adevăr, deoarece

$$I_{C1} = I_{S1}(e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}} - 1)$$

$$I_{C2} = I_{S2}(e^{\frac{qV_{BE2}}{kT}} - 1)$$

rezultă că

$$V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{kT}{q}\left(\ln\frac{I_{C2}}{I_{C1}} + \ln\frac{I_{S1}}{I_{S2}}\right) \sim T \tag{3.54}$$

tranzistoarele Q_1, Q_2 fiind într-o strînsă vecinătate geometrică și termică raportul I_{S1}/I_{S2} este independent de temperatură).

Deoarece, pe de altă parte

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_{MAS}\Big/\left(1 + \frac{R_7}{R_4}\right) \tag{3.55}$$

(rezultă

$$T = \frac{V_{MAS}}{\left(1 + \frac{R_7}{R_4}\right)\frac{k}{q}\left(\ln\frac{I_{C2}}{I_{C1}} + \ln\frac{I_{S1}}{I_{S2}}\right)} \tag{3.56}$$

Observînd că

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_6 \| P}{R_5}$$

operația de etalonare a „termometrului" realizat cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 se reduce la ajustarea potențiometrului P, astfel încît să obținem un factor de scală de 10 mV/°K. În acest scop la temperatura ambiantă (de exemplu 23°C) se reglează P astfel încît V_{MAS} să aibă o valoare

$$V_{MAS} = (10 \text{ mV/°K})T$$

(în cazul exemplului anterior 2,96 V).

Se verifică îndeplinirea condițiilor

$$339°\text{K}(66°\text{C}) < T_{TERMO} < 361°\text{K}(88°\text{C})$$

3.3.3. Măsurători la utilizator

O schemă pentru măsurarea rapidă a circuitului βA726 este indicată în figura 3.11. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 funcționează cu $I_1 = I_2 = 100\ \mu A$ și $V_{CE1} = V_{CE2} = 5$ V. Raportul curenților de colector este determinat de rezistențele R_4, R_5: $I_1/I_2 = R_5/R_4$; din acest motiv aceste două rezistențe trebuie să fie împerecheate cu o precizie de cel puțin 0,1%.

Cu K_1 închis și K_2 deschis se ajustează din potențiometrul P valoarea tensiunii V_{TEST} astfel încît

$$V_{TEST} = (10\ \text{mV/°K})T_a$$

unde T_a este temperatura ambiantă care se determină cu ajutorul unui termometru de cameră.

Cu această schemă se pot măsura:

— tensiunea de ofset a perechii Q_1, Q_2 (K_1 deschis, K_2 închis); în conformitate cu rezultatele din § 3.3.2 se obține

$$V_{OS} = V_{TEST}/101; \tag{3.57}$$

— temperatura de lucru a cipului (K_1 închis, K_2 închis)

$$T = V_{TEST}/(10\ \text{mV/°K}). \tag{3.58}$$

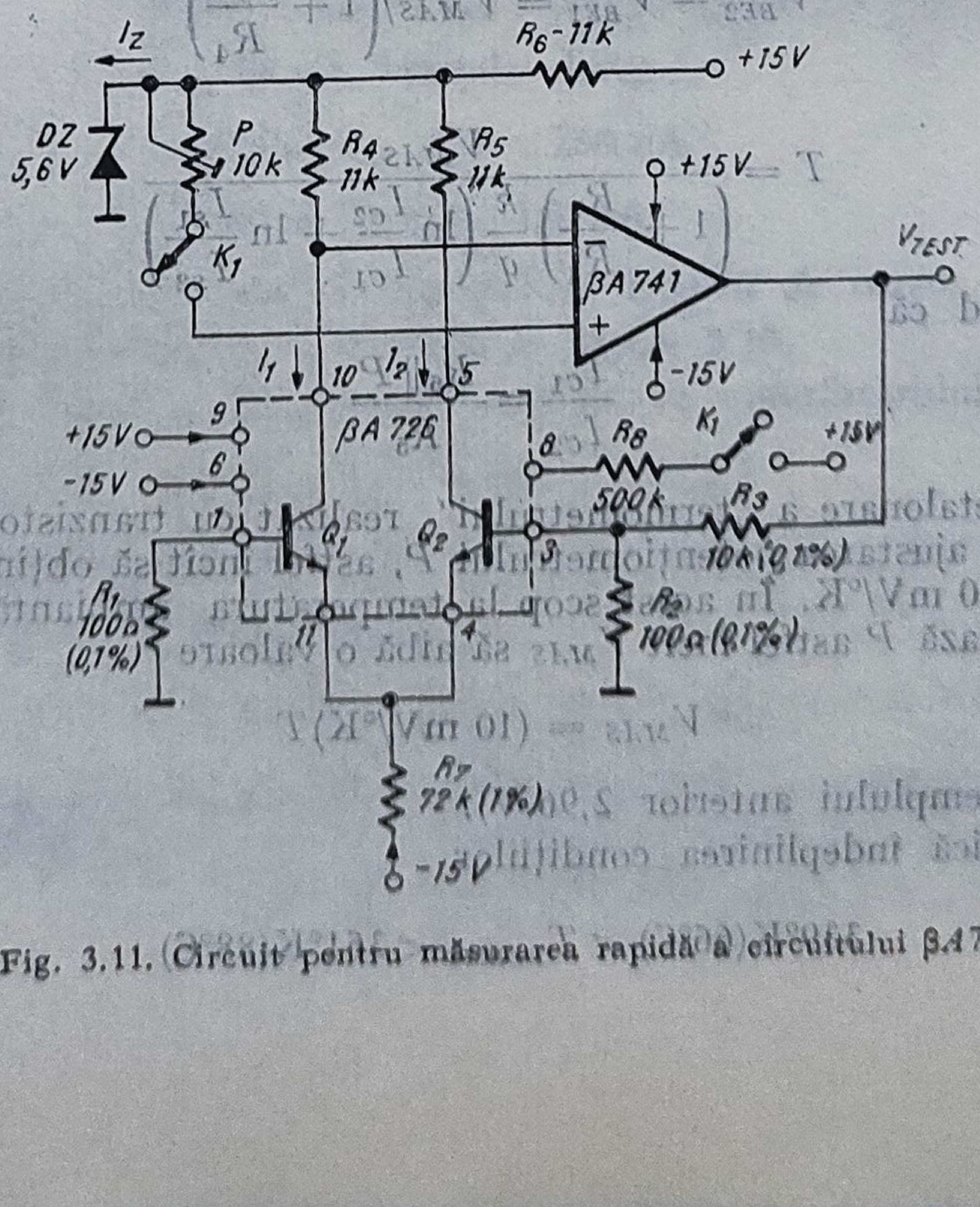


Fig. 3.11. Circuit pentru măsurarea rapidă a circuitului βA726.

3.4. Aplicații

3.4.1. Termometru analogic

Ideea[3] pe care se bazează acest termometru analogic este de a utiliza perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din circuitul $\beta A726$, ca senzor de temperatură.

Schema termometrului este indicată în figura 3.12.

Urmînd cele arătate în §3.3.2, punctul (d) rezultă că între temperatura T și tensiunea V_o există relația

$$V_o = \left[\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\frac{k}{q}\left(\ln\frac{R_4}{R_5\parallel P}+\ln\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)\right]T. \tag{3.59}$$

Etalonarea termometrului se realizează din potențiometrul P, urmărindu-se obținerea unui factor de scală de 10 mV/°K.

În cazul ideal în care $I_{S2}=I_{S1}$ pentru a obține un factor de scală de 10 mV/°K potențiometrul P trebuie fixat la o valoare care rezultă din ecuația

$$\frac{R_4}{R_5\parallel P}=\exp\left[\frac{10\times10^{-3}\ \text{V/°K}}{\left(1+\frac{10^4}{10^2}\right)\frac{26\times10^{-3}}{300}}\right]=3{,}134$$

în care s-a ținut cont că la 300°K avem $kT/q = 26$ mV; se obține

$$P = 46{,}8\ \text{k}\Omega.$$

Observații:

(a) Deoarece

$$I_1 + I_2 + (15\ \text{V} - V_{BE})/R_7 \simeq 200\ \mu\text{A}$$

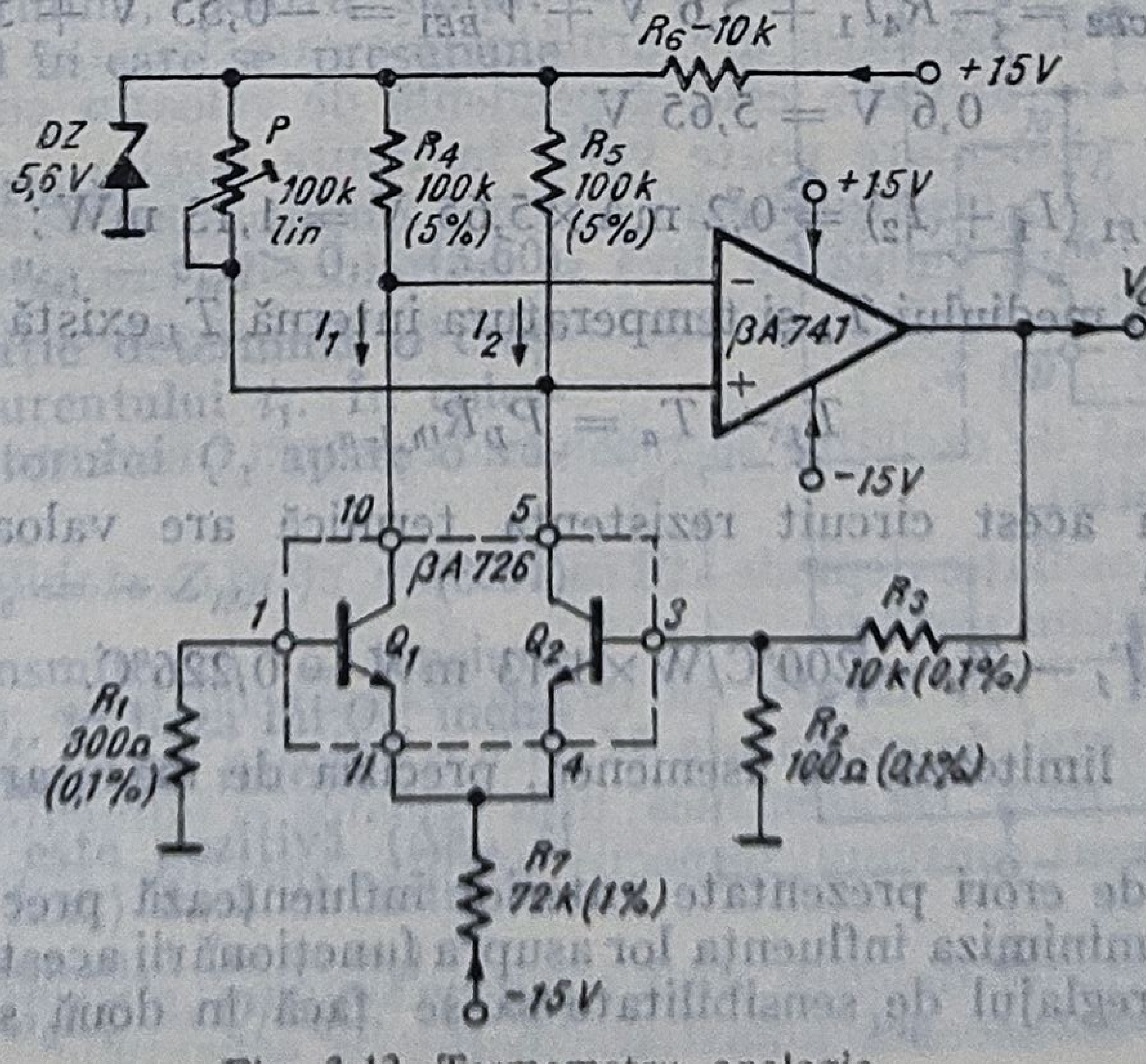


Fig. 3.12. Termometru analogic.

și

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_4}{R_5 \| P} = 3{,}13$$

se găsește că

$$I_1 \cong 50\ \mu\text{A},\ I_2 \cong 150\ \mu\text{A}.$$

Căderea de tensiune pe rezistențele R_4 și $R_5 \| P$ este de aproximativ 5V.

Comparînd aceste rezultate cu valoarea curenților de polarizare (∼200 nA) și a tensiunii de ofset (∼5 mV) corespunzătoare amplificatorului βA741 devine clar că influența lor se poate neglija.

(b) La stabilirea relației 3.55 s-a neglijat influența curenților de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 asupra diferenței $V_{BE2} - V_{BE1}$. Într-adevăr, eroarea introdusă ar fi

$$|(R_2 \| R_3) I_{B2} - R_1 I_{B1}| = \left| 300\,\Omega \times 50\ \mu\text{A}\, \frac{\Delta\beta}{\beta_1\beta_2} \right| = 15\ \mu\text{V}$$

pentru $\Delta\beta/\beta = 0{,}1$ și $\beta_1 = \beta_2 = 100$.

Ținînd seama de relația 3.55 acest lucru înseamnă o eroare de măsurare a temperaturii egală cu 15 μV/10 mV/K = 0,15 K. Această eroare este funcție de temperatură și limitează precizia de măsurare a acestui termometru.

(c) Altă sursă de eroare la măsurarea temperaturii cu această schemă de termometru o constituie influența pe care o exercită puterea disipată de tranzistoarele Q_1 și Q_2 asupra temperaturii interne a circuitului integrat. Această influență se poate evalua astfel:

$$P_D = P_{DQ1} + P_{DQ2} = I_1 V_{CE1} + I_2 V_{CE2},$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = -R_4 I_1 + 5{,}6\ \text{V} + V_{BE1} = -0{,}55\ \text{V} + 5{,}6\ \text{V} + 0{,}6\ \text{V} = 5{,}65\ \text{V},$$

$$P_D = V_{CE1}(I_1 + I_2) = 0{,}2\ \text{mA} \times 5{,}65\ \text{V} = 1{,}13\ \text{mW};$$

între temperatura mediului T_a și temperatura internă T_j există relația

$$T_j - T_a = P_D R_{th,j-a}.$$

Deoarece pentru acest circuit rezistența termică are valoarea tipică de 200°C/W, rezultă

$$T_j - T_a = 200°\text{C/W} \times 1{,}13\ \text{mW} = 0{,}226°\text{C}.$$

Această valoare limitează, de asemenea, precizia de măsurare a termometrului.

(d) Sursele de erori prezentate anterior influențează precizia termometrului. Pentru a minimiza influența lor asupra funcționării acestui termometru este indicat ca reglajul de sensibilitate să se facă în două sau mai multe puncte.

Ţinînd seama de observaţiile anterioare acest termometru poate fi folosit în cazul unor măsurători de temperatură cu o precizie de ± 1°C.

Precizia de măsurare se poate îmbunătăţi substanţial, chiar pînă la $\pm 0{,}1$°C dacă amplificatorul operaţional din schemă are performanţe de intrare mult mai bune ($I_{in} \leqslant 20$ nA, $V_{OS} \leqslant 0{,}2$ mV) iar rezistenţele R_5, R_4 şi P se măresc de 10 ori. Potenţiometrul P trebuie să fie un semireglabil multitură, stabil în timp şi temperatură; aceleaşi cerinţe de stabilitate se impun şi pentru rezistenţele R_1, R_2, R_3, R_4, R_5. Rezistenţa R_1 va fi înlocuită cu un generator de curent de valoare $I = 20$ μA.

Acest termometru analogic poate fi folosit în gama de temperatură de 0 ... 70°C şi chiar mai mult dacă se acceptă o uşoară creştere a erorii de măsurare. De exemplu cu circuitul βA726 (fără termostatare) se poate acoperi domeniul -40°C ... $+125$°C eroarea de măsurare fiind de ordinul a $\pm(2 \ldots 3)$ °C.

Deoarece constanta termică a capsulei în care este încapsulat circuitul βA726 are o valoare de aproximativ 2 ... 3 minute timpul necesar pentru a realiza o măsurare cu o precizie de 1% (atenţie, acest termometru oferă la ieşire o tensiune proporţională cu temperatura absolută — în °K — şi nu cu temperatura exprimată în °C) este de ordinul a 10 ... 15 minute.

Din acest motiv acest termometru poate fi folosit pentru măsurarea unor temperaturi cu o variaţie lentă în timp cum ar fi, de exemplu, temperatura mediului ambiant.

3.4.2. Oscilator *LC*

Schema acestui oscilator este prezentată în figura 3.13.

Condiţia de amorsare a oscilaţiilor se determină, pentru simplitate, în cazul în care se presupune că $R_1 = 0$.

Fie o variaţie

$$\Delta v_{be} = v_{be1} - v_{be2} > 0. \quad (3.60)$$

Această variaţie determină o creştere Δi_1, a curentului i_1. În colectorul tranzistorului Q_1 apare o variaţie

$$\Delta v_c = -Z_{LC} i_1, \quad (3.61)$$

care se transmite ca o tensiune $\Delta v'_{be} = -\Delta v_c$, în baza lui Q_2, închizînd astfel bucla de reacţie.

Reacţia este pozitivă ($\Delta v'_{be}$ şi Δv_{be} sînt în fază) dacă circuitul lucrează la rezonanţă ($\omega = \omega_0$):

$$Z_{LC} = Z_0 = \omega_0 L Q = Q/\omega_0 C. \quad (3.62)$$

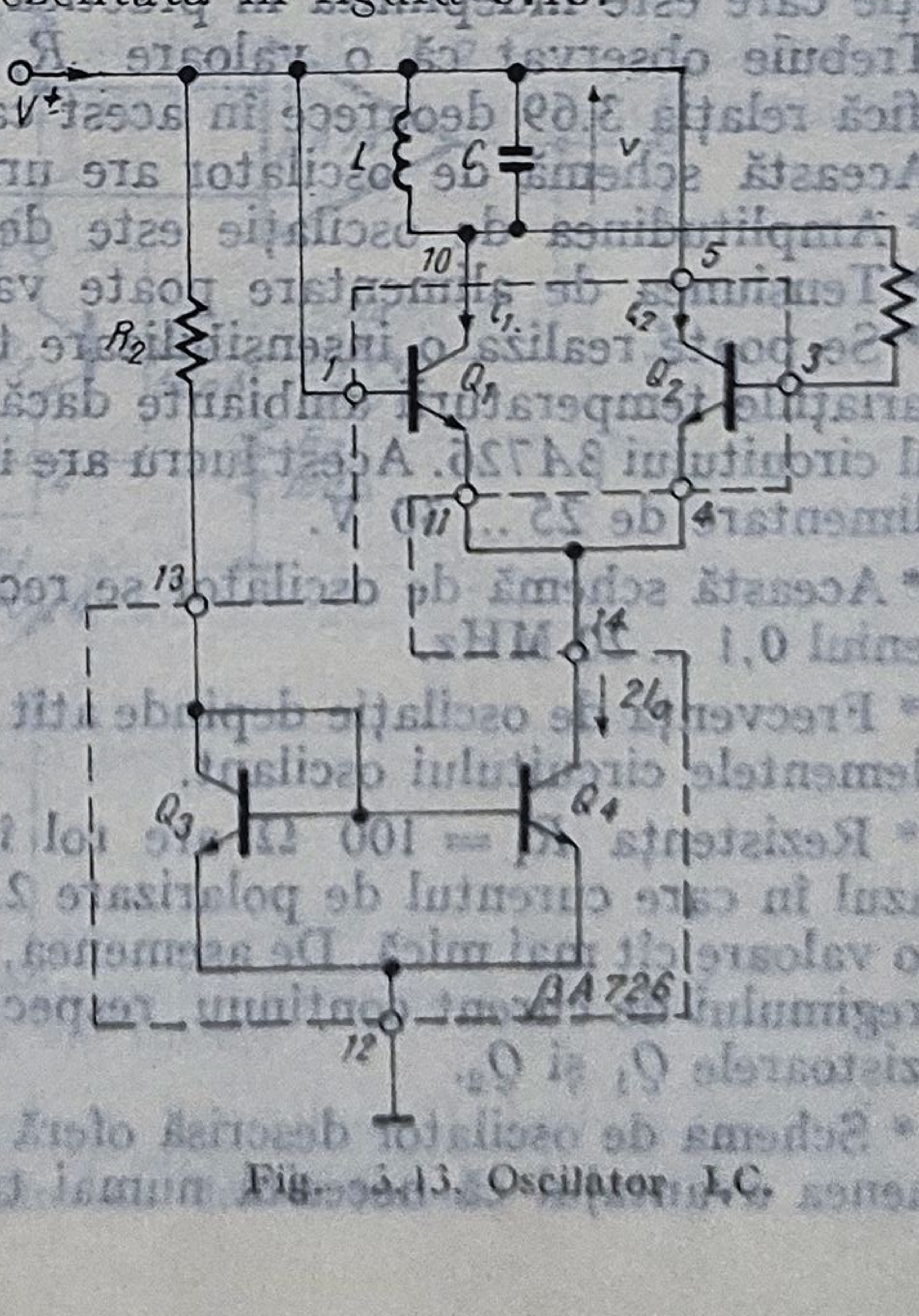


Fig. 3.13. Oscilator LC.

Observînd că

$$i_1 + i_2 = 2I_0 \tag{3.63}$$

și că

$$i_1 = I_{s1}(e^{v_{be1}/V_T} - 1), \tag{3.64}$$

$$i_2 = I_{s2}(e^{v_{be2}/V_T} - 1) \tag{3.65}$$

rezultă

$$i_1 = \frac{2I_0}{1 + e^{-\Delta v_{be}/V_T}} \tag{3.66}$$

(în deducerea acestei relații s-a presupus că cele două tranzistoare sînt identice fiind împerecheate perfect, deci $I_{s1} = I_{s2}$).

Ținînd cont de relația 3.66, care se dezvoltă în serie deoarece variațiile sînt mici, rezultă

$$\Delta i_1 = \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}, \tag{3.67}$$

$$\Delta v'_{be} = -\Delta v_c = Z_0 \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}. \tag{3.68}$$

Amorsarea oscilațiilor se produce dacă

$$\frac{Z_0 I_0}{2V_T} > 1, \tag{3.69}$$

condiție care este îndeplinită în practică fără dificultăți.

Trebuie observat că o valoare $R_1 = 0$ (de obicei $R_1 = 100 \ldots 500\,\Omega$) modifică relația 3.69 deoarece în acest caz $|\Delta v'_{be}| < |\Delta v_c|$.

Această schemă de oscilator are următoarele caracteristici importante:

* Amplitudinea de oscilație este dependentă de valoarea curentului I_0.
* Tensiunea de alimentare poate varia în limite largi.
* Se poate realiza o insensibilizare totală a amplitudinei de oscilație față de variațiile temperaturii ambiante dacă se introduce în funcționare termostatul circuitului β*A*726. Acest lucru are inconvenientul că necesită o tensiune de alimentare de 25 ... 30 V.
* Această schemă de oscilator se recomandă pentru frecvențe cuprinse în domeniul 0,1 ... 20 MHz.
* Frecvența de oscilație depinde atît ca valoare, cît și ca stabilitate numai de elementele circuitului oscilant.
* Rezistența $R_1 = 100\ \Omega$ are rol în amorsarea oscilațiilor — în special în cazul în care curentul de polarizare $2I_0$ are o valoare mică; este preferabilă o valoare cît mai mică. De asemenea, prin valoarea ei influențează și asupra regimului de curent continuu, respectiv asupra repartiției curenților prin tranzistoarele Q_1 și Q_2.
* Schema de oscilator descrisă oferă o soluție simplă și eficientă avînd, de asemenea avantajul că necesită numai trei borne de conexiune.

3.4.3. Amplificator cu derivă redusă

În figura 3.14 se prezintă schema unui amplificator ce utilizează în structura sa un etaj cu βA726. Varianta prezintă ca exemplu cazul cînd la intrarea amplificatorului se află un termocuplu.

Amplificatorul este alcătuit dintr-un etaj format cu perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din βA726 (polarizate cu ajutorul oglinzii de curent formată din tranzistoarele Q_3, Q_4 din acelaşi circuit βA726) şi un etaj format din amplificatorul operaţional βA741.

Amplificarea în tensiune se determină uşor, observînd că:

$$V_i - (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_o \tag{3.70}$$

Considerînd amplificarea în buclă deschisă de valoare infinită, rezultă $V_{BE1} - V_{BE2} = 0$, deci din relaţia 3.74 se obţine:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1000. \tag{3.71}$$

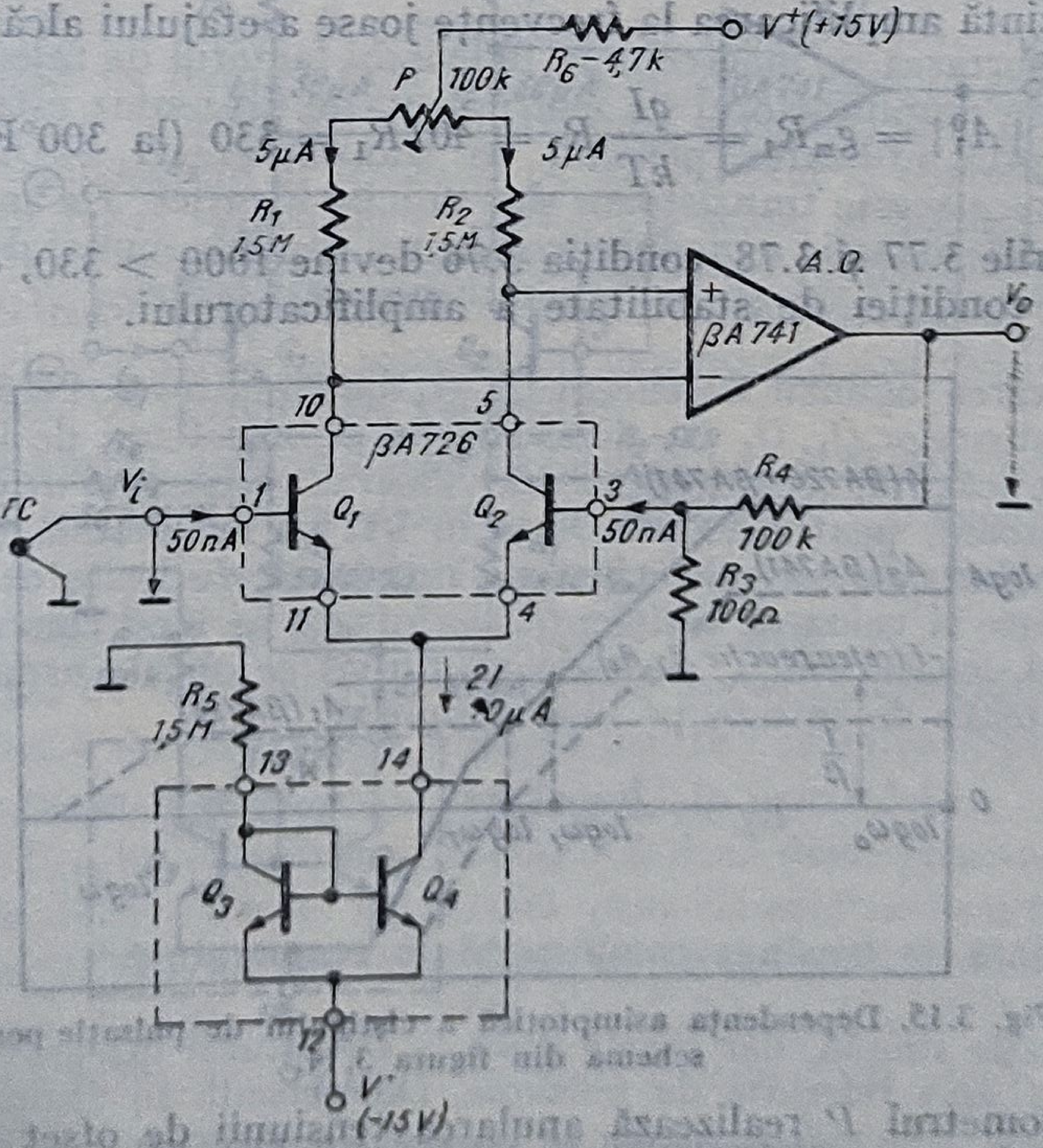


Fig. 3.14. Amplificator cu derivă redusă.

Utilizarea celor două etaje de amplificare în cascadă dă posibilitatea obținerii unei amplificări mari în buclă închisă, care nu poate fi obținută cu un singur amplificator operațional.

Dimensionarea etajului de amplificare realizat cu $\beta A726$ trebuie să asigure o amplificare corespunzătoare condiției de stabilitate a întregului amplificator. Această condiție se desprinde din figura 3.15; pentru aceasta, caracteristica de amplificare A trebuie să intersecteze caracteristica $-F$, astfel încît $\omega_1 > \omega_T$.

Astfel, se îndeplinește condiția ca pentru $\omega > \omega_1$, să avem:

$$A_1 + A_2 + F < 0$$

ceea ce asigură stabilitatea amplificatorului. Condiția de mai sus este echivalentă cu relația:

$$\frac{1}{\beta} > A_1^0 \tag{3.72}$$

Parametrul β reprezintă valoarea factorului de reacție negativă a amplificatorului:

$$\beta = \frac{R_3}{R_4 + R_3} \simeq \frac{1}{1\,000}, \tag{3.73}$$

iar A_1^0 reprezintă amplificarea la frecvențe joase a etajului alcătuit cu $\beta A726$:

$$|A_1^0| = g_m R_1 = \frac{qI}{kT} R_1 = 40 I R_1 = 330 \text{ (la } 300°\text{K)} \tag{3.74}$$

Cu valorile 3.77 și 3.78, condiția 3.76 devine $1000 > 330$, deci se verifică îndeplinirea condiției de stabilitate a amplificatorului.

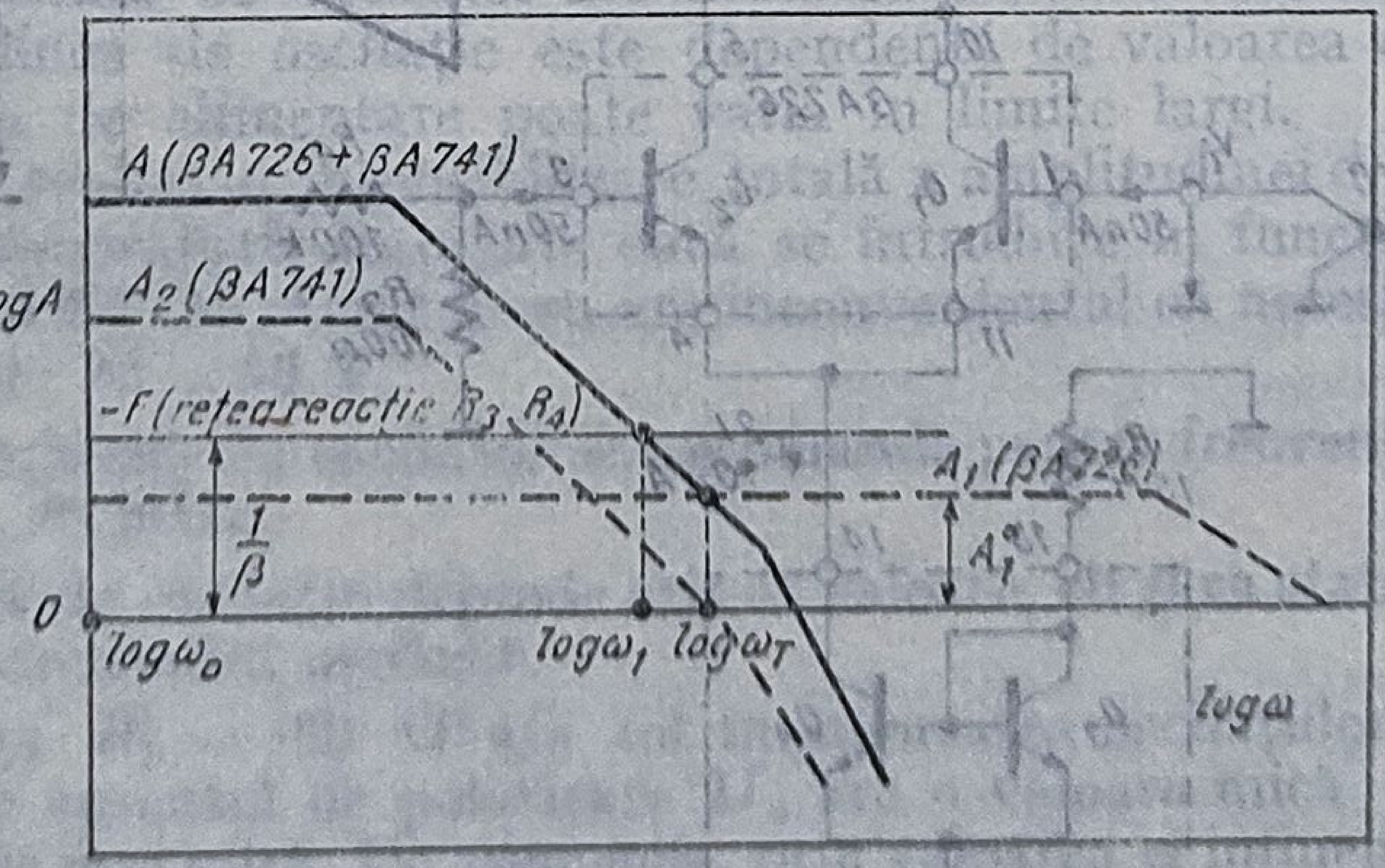


Fig. 3.15. Dependența asimptotică a cîștigului de pulsație pentru schema din figura 3.14.

Potențiometrul P realizează anularea tensiunii de ofset a perechii Q_1, Q_2 prin debalansarea convenabilă a curenților I_{C1}, I_{C2}. *Într-un model ideal*

în acest caz anularea tensiunii de ofset conduce automat și la anularea derivei tensiunii de ofset cu temperatura. Diferența între coeficienții de temperatură a potențiometrului P și rezistențelor R_1, R_2 face ca deriva tensiunii de ofset a acestui amplificator să nu poată coborî sub o valoare de ordinul a 0,5 ...1 μV/°C.

Deriva tensiunii de ofset a amplificatorului 741 (15 .... 20μV/°C) referită la intrare poate fi neglijată deoarece cîștigul diferențial al etajului Q_1, Q_2 este de aproximativ 330, deci (15 ... 20 μV/°C)/330≃0,05 μV/°C.

3.4.4. Amplificator de instrumentație

Schema acestui amplificator este prezentată în figura 3.16.

Datorită realizării reacției negative în emitorul tranzistorului Q_2 amplificatorul poate avea intrare diferențială.

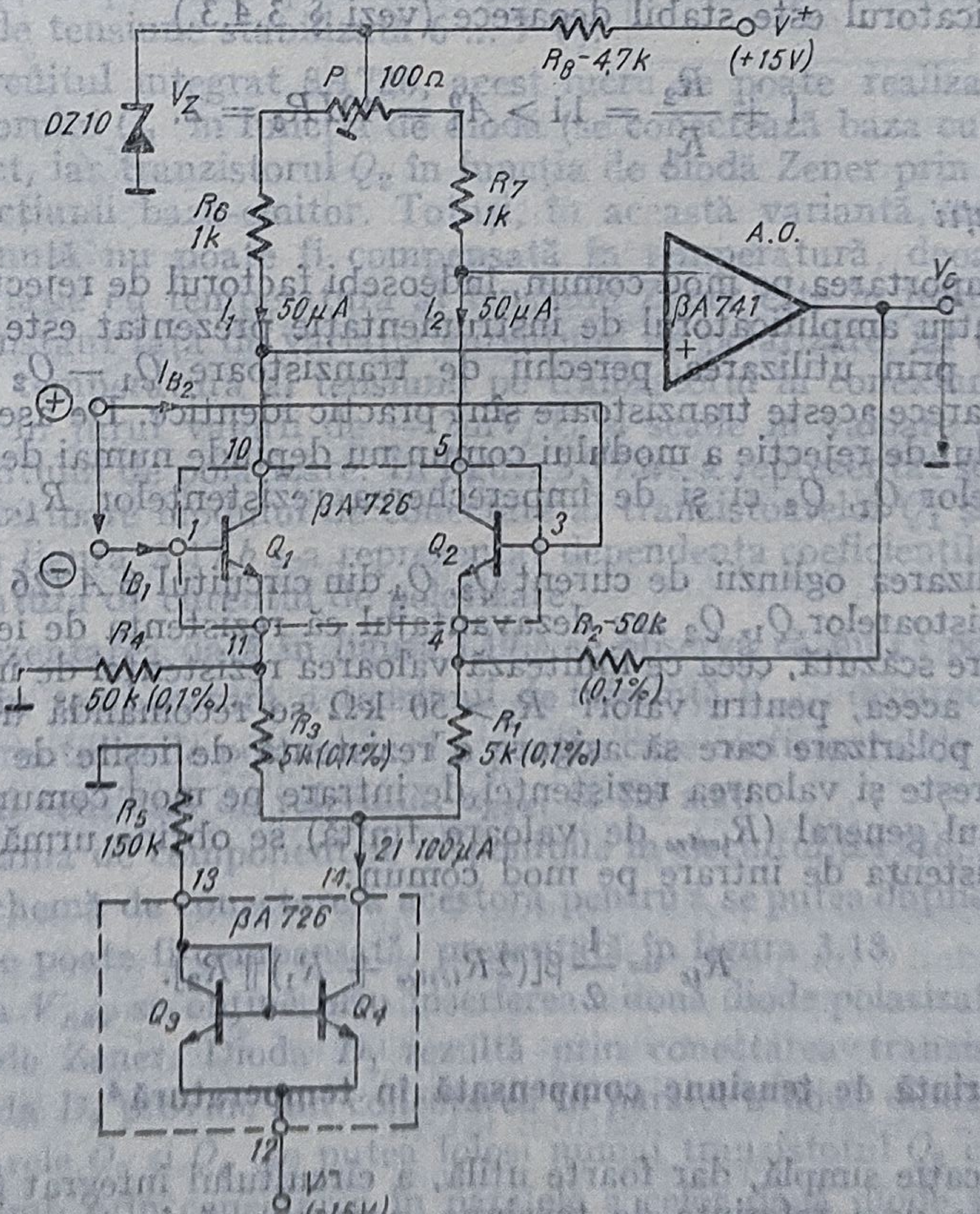


Fig. 3.16. Amplificator de instrumentație.

Cîştigul cu bucla închisă este

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 11.$$

Rezistenţa de intrare de mod diferenţial, R_{id}, şi de mod comun, R_{ic}, sînt

$$R_{id} \simeq 2\beta(R_1 \parallel R_2) \simeq 1\ \text{M}\Omega,$$

$$R_{ic} \simeq \frac{1}{2}\beta\ R_2 \simeq 2{,}5\ \text{M}\Omega$$

(în aceste relaţii s-a presupus $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, $r_{e1} \ll R_3$, $r_{e2} \ll R_1$, $\beta = 100$ şi că oglinda de curent are $R_{ieşire} = \infty$).

Gama de variaţie a tensiunii de mod comun este

$$V^- + V_{BE1} + R_3 I + V_{CE4\ min} \simeq -13\ \text{V} < V_{cm} < V_Z - 0{,}65\ \text{V} \simeq 9{,}35\ \text{V}.$$

Amplificatorul este stabil deoarece (vezi § 3.4.3.)

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 11 > A_1^0 = 40 I R_6 = 2.$$

Observaţii

(a) Comportarea pe mod comun, îndeosebi factorul de rejecţie al modului comun, pentru amplificatorul de instrumentaţie prezentat este îmbunătăţită substanţial prin utilizarea perechii de tranzistoare $Q_1 - Q_2$ din circuitul $\beta A726$, deoarece aceste tranzistoare sînt practic identice. De asemenea, valoarea factorului de rejecţie a modului comun nu depinde numai de împerecherea tranzistoarelor Q_1, Q_2 ci şi de împerecherea rezistenţelor R_1, R_3, respectiv R_2, R_4.

b) Utilizarea oglinzii de curent Q_3, Q_4 din circuitul $\beta A726$ pentru polarizarea tranzistoarelor Q_1, Q_2 are dezavantajul că rezistenţa de ieşire a acesteia are o valoare scăzută, ceea ce limitează valoarea rezistenţei de intrare pe mod comun; de aceea, pentru valori $R_2 > 50\ \text{k}\Omega$ se recomandă utilizarea unei scheme de polarizare care să asigure o rezistenţă de ieşire de valoare mare pentru a creşte şi valoarea rezistenţei de intrare pe mod comun.

În cazul general ($R_{ieşire}$ de valoare finită) se obţine următoarea relaţie pentru rezistenţa de intrare pe mod comun:

$$R_{ic} = \frac{1}{2}\beta[(2R_{ieşire} + R_1) \parallel R_2].$$

3.4.5. Referinţă de tensiune compensată în temperatură [4]

O aplicaţie simplă, dar foarte utilă, a circuitului integrat $\beta A726$ constă în realizarea unei referinţe de tensiune, compensată în temperatură. Ideea pentru această aplicaţie a pornit de la modul cunoscut de a obţine o diodă

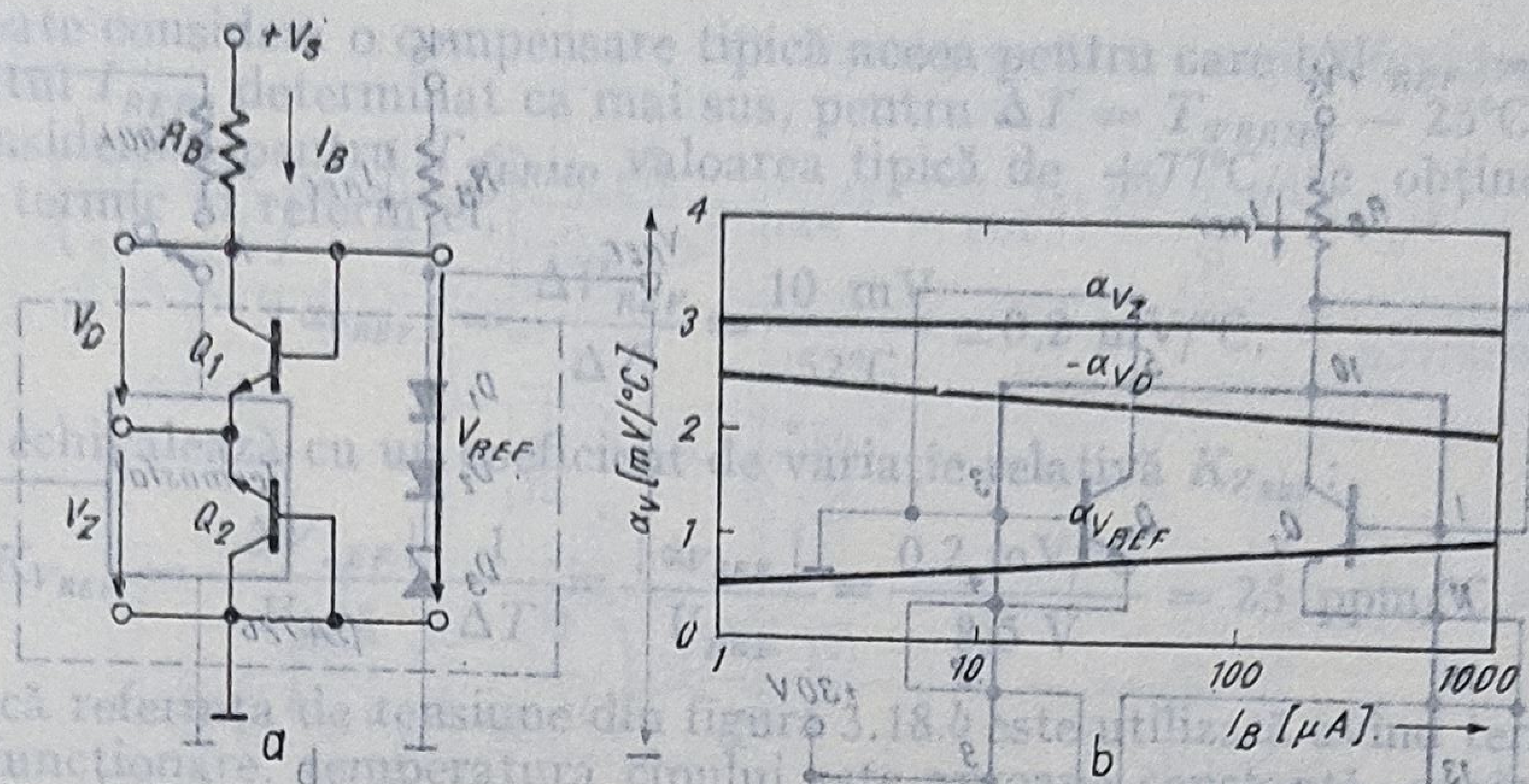


Fig. 3.17. Dioda „Zener" Q_2 compensată în temperatură cu dioda Q_1 (*a*) schema, (*b*) dependența coeficienților de temperatură de curentul de polarizare.

compensată în temperatură prin înserierea unei diode polarizată direct cu o diodă Zener (de tensiune stabilizată 6 ... 7 V).

Folosind circuitul integrat β*A*726, acest lucru se poate realiza prin utilizarea tranzistorului Q_1 în funcția de diodă (se conectează baza cu colectorul) polarizat direct, iar tranzistorul Q_2 în funcția de diodă Zener prin polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor. Totuși, în această variantă, tensiunea de referință obținută nu poate fi compensată în temperatură, deoarece coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii Zener este în jurul valorii de 3 mV/°C și constant față de variația curentului de polarizare, iar coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii pe tranzistorul în conexiune de diodă în direct este în jurul valorii de — 2mV/°C și scade în valoare absolută la creșterea curentului de polarizare. În figura 3.17.*a* s-a reprezentat schema electrică corespunzătoare modului de conectare al tranzistoarelor Q_1 și Q_2, arătat mai sus, iar în figura 3.17.*b* s-a reprezentat dependența coeficienților de variație cu temperatura de curentul de polarizare.

Din reprezentarea dată în figura 3.17.*b* se observă că nu se poate realiza compensarea în temperatură a tensiunii de referință V_{REF}, deoarece nu există o valoare a curentului de polarizare, I_B, pentru care coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de referință, α_{REF}, să fie zero.

Ținînd seama de componentele disponibile în circuitul β*A*726, se propune următoarea schemă de conectare a acestora pentru a se putea obține o tensiune de referință ce poate fi compensată, prezentată în figura 3.18.

Tensiunea V_{REF} se obține prin înserierea a două diode polarizate în direct și a unei diode Zener. Dioda D_1 rezultă prin conectarea tranzistorului Q_1 ca diodă; dioda D_2 provine din conectarea în paralel a două diode provenite din tranzistoarele Q_3 și Q_4 (se putea folosi numai tranzistorul Q_3 conectat ca diodă, în schimb prin conectarea în paralele a celor două diode se obține o diodă echivalentă cu rezistența dinamică redusă la jumătate), dioda D_3 se

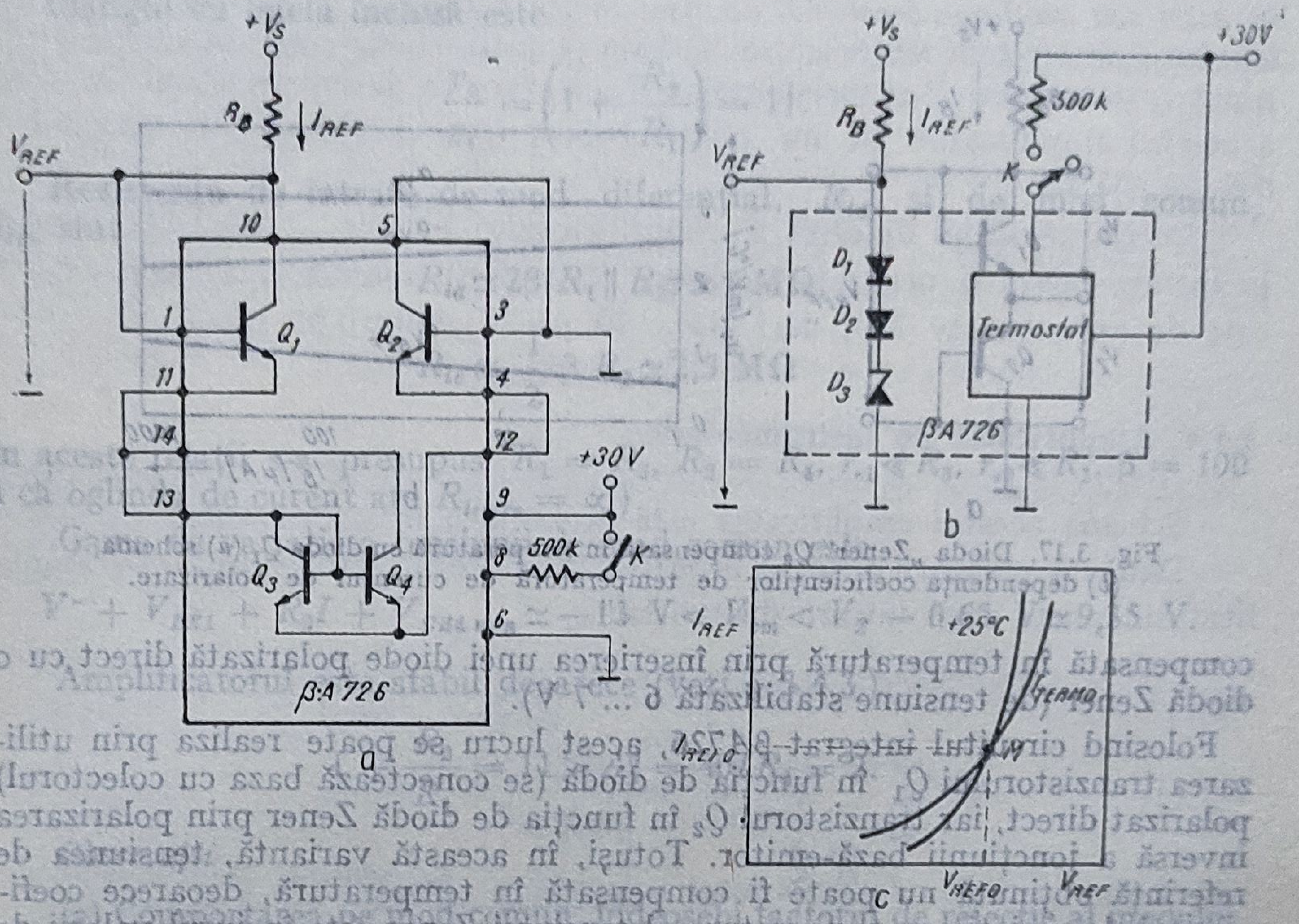


Fig. 3.18. Referință de tensiune compensată în temperatură: (*a*) schema, (*b*) schema echivalentă (*c*) determinarea valorii curentului la care are loc compensarea totală.

obține prin conectarea în polarizare inversă a diodei provenită din tranzistorul Q_2. Pentru tensiunea de referință rezultă relația și valoarea tipică:

$$V_{REF} = V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} \simeq 0{,}65 + 0{,}65 + 7 \text{ V} = 8{,}3 \text{ V}.$$

În figura 3.18.*c* s-au reprezentat (calitativ) caracteristicile $I_{REF}(V_{REF})$ la două temperaturi, $+25°C$ și T_{TERMO} corespunzătoare funcționării termostatului. Se observă că există un punct, *M*, în care cele două caracteristici se intersectează, adică $\alpha_{VREF} = 0$. Deci, în cazul în care curentul de polarizare are valoarea $I_{REF} = I_{REF0}$, iar $V_{REF} = V_{REF0}$ se obține compensarea cu temperatura a tensiunii de referință.

Experimental s-a obținut pentru I_{REF0} o valoare de 2 mA.

Realizînd o compensare individuală pentru fiecare referință se pot obține referințe de tensiune foarte bine stabilizate în temperatură. Procedeul practic de compensare constă în ridicarea caracteristicii $V_{REF}(I_{REF})$ pentru I_{REF} în jurul valorii de 2 mA la temperatura $+25°C$ și $T = T_{TERMO}$, temperatura obținută la cuplarea termostatului intern.

Din aceste caracteristici se deduce curentul I_{REF0} la care se produce compensarea. Procedeul poate fi repetat în jurul valorii I_{REF0} determinată anterior, pentru a obține o compensare cît mai bună.

Se poate considera o compensare tipică aceea pentru care $|\Delta V_{REF}| = 10$ mV în punctul I_{REF0} determinat ca mai sus, pentru $\Delta T = T_{TERMO} - 25°C$.

Considerînd pentru T_{TERMO} valoarea tipică de $+77°C$, se obține coeficientul termic al referinței,

$$|\alpha_{V_{REF}}| = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T} = \frac{10 \text{ mV}}{52°C} \simeq 0{,}2 \text{ mV/°C},$$

ceea ce echivalează cu un coeficient de variație relativă $K_{V_{REF}}$:

$$K_{V_{REF}} = \frac{|\Delta V_{REF}|}{V_{REF}} \frac{1}{\Delta T} = \frac{|\alpha_{V_{REF}}|}{V_{REF}} = \frac{0{,}2 \text{ mV/°C}}{8{,}5 \text{ V}} = 23 \text{ ppm/°C}.$$

Dacă referința de tensiune din figura 3.18.*b* este utilizată avînd termostatul în funcționare, temperatura cipului este aproape constantă, ducînd la o variație a tensiunii V_{REF} mult mai mică decît aceea cînd termostatul nu era conectat. Ținînd seama de eroarea de menținere a temperaturii termostatului (de ordinul gradelor) în condițiile în care temperatura mediului variază între 0°C și 70°C, se obține pentru variația relativă o valoare de ordinul 1 ... 2 ppm/°C.

În concluzie, prin procedeul descris anterior se poate obține o tensiune de referință avînd un coeficient de temperatură remarcabil de mic. Dezavantajul, mascat de valoarea excelentă a acestui parametru, ce apare în utilizarea acestei referințe îl constituie deriva în timp a valorii tensiunii datorată diverselor efecte determinate de realizarea tehnologică.

3.4.6. Amplificator logaritmic

Schema din figura 3.19 permite realizarea unei dependențe de forma $v_o \sim \log (v_i/v_{REF})$ prin utilizarea dependenței exponențiale a curentului de colector de tensiunea bază-emitor:

$$I_C = I_s[\exp (qV_{BE}/kT - 1] \simeq I_s \exp (qV_{BE}/kT).$$

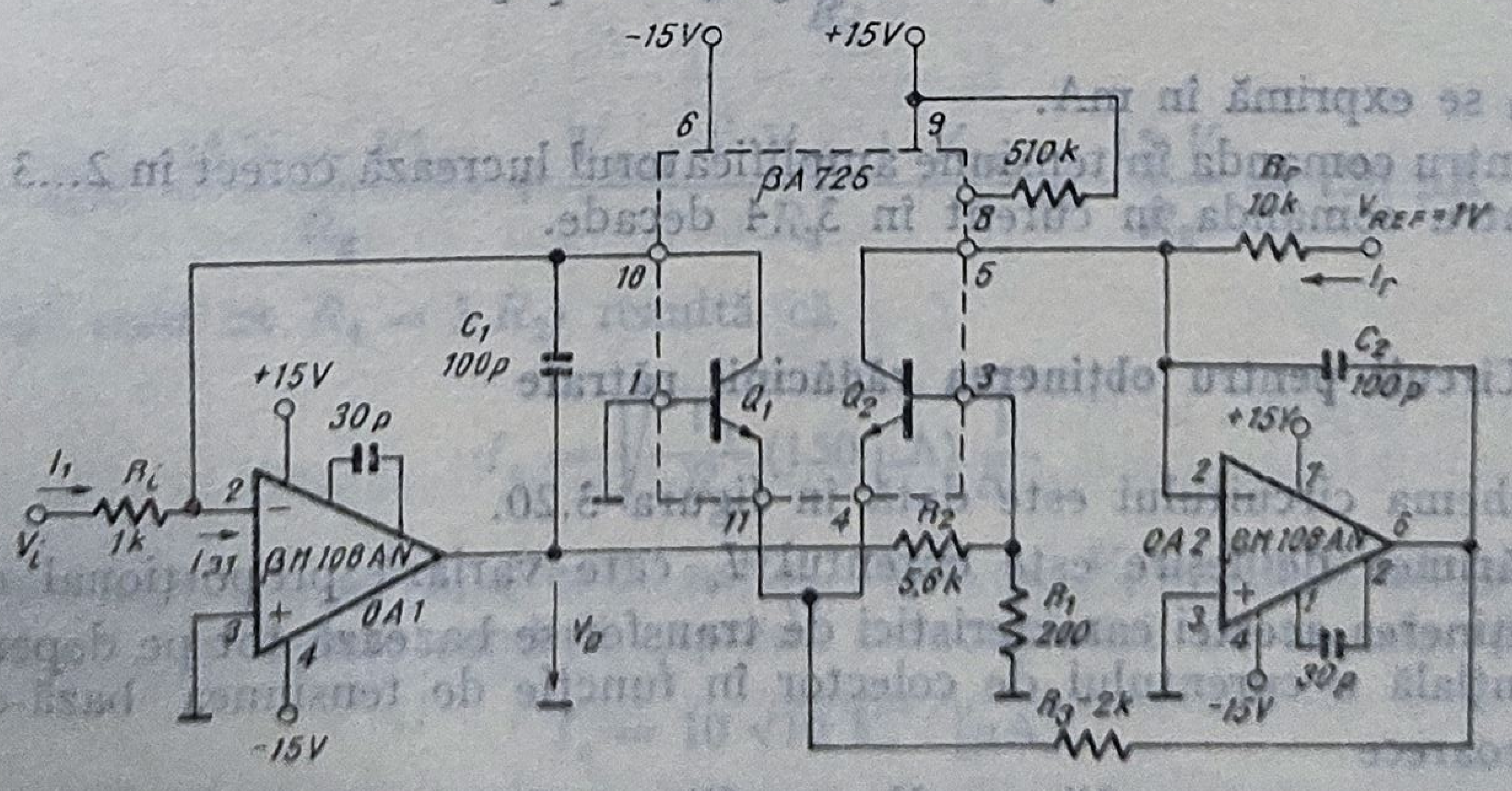


Fig. 3.19. Amplificator logaritmic.

Urmărind figura 3.19 se găsește că

$$V_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1}(V_{BE2} - V_{BE1}) = \frac{R_2 + R_1}{R_1}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\frac{I_{s1}}{I_{s2}}\right)$$

Deoarece

$$I_{C2} = \frac{V_{REF}}{R_r}, \; I_{C1} = \frac{V_i}{R_i},$$

rezultă

$$V_o = -\frac{R_2 + R_1}{R_1}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{V_i}{V_{REF}}\frac{R_r}{R_i}\frac{I_{s1}}{I_{s2}}\right).$$

Raportul I_{s1}/I_{s2} este cuprins în gama 0,8...1,2 și este independent de temperatură. Eroarea pe care o introduce asupra caracteristicii de transfer $V_0(V_i)$ se reflectă în valoarea tensiunii de intrare V_{i0} pentru care $V_o = 0$: $V_{i0} = V_{REF}(R_i/R_r)$. Deoarece eliminarea acestei erori se poate realiza prin ajustarea tensiunii V_{REF}, în continuare se va presupune că $I_{s1}/I_{s2} = 1$.

Observînd că datorită utilizării circuitului βA726 tranzistoarele Q_1, Q_2 se află la o temperatură constantă $T = T_{TERMO} \simeq 77°C = 350°K$, $kT_{TERMO}/q = 26$ mV $(350/300) \simeq 30$ mV expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_o = -\frac{5{,}6 + 0{,}2}{0{,}2}\,0{,}03\ln\left(\frac{V_i}{1}\frac{10}{1}\right) \simeq -2\log V_i - 2 \quad [V],$$

unde V_i se exprimă în V.

În cazul în care mărimea de intrare este curentul I_i caracteristica de transfer capătă forma

$$V_o = -2\log I_i - 2 \; [V]$$

unde I_i se exprimă în mA.

Pentru comanda în tensiune amplificatorul lucrează corect în 2...3 decade iar pentru comanda în curent în 3...4 decade.

3.4.7. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate

Schema circuitului este dată în figura 3.20.

Mărimea de ieșire este curentul I_o care variază proporțional cu $\sqrt{V_i}$.

Obținerea acestei caracteristici de transfer se bazează tot pe dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor.

Deoarece

$$V'_{BE1} + V_{BE1} = V'_{BE2} + V_{BE2}$$

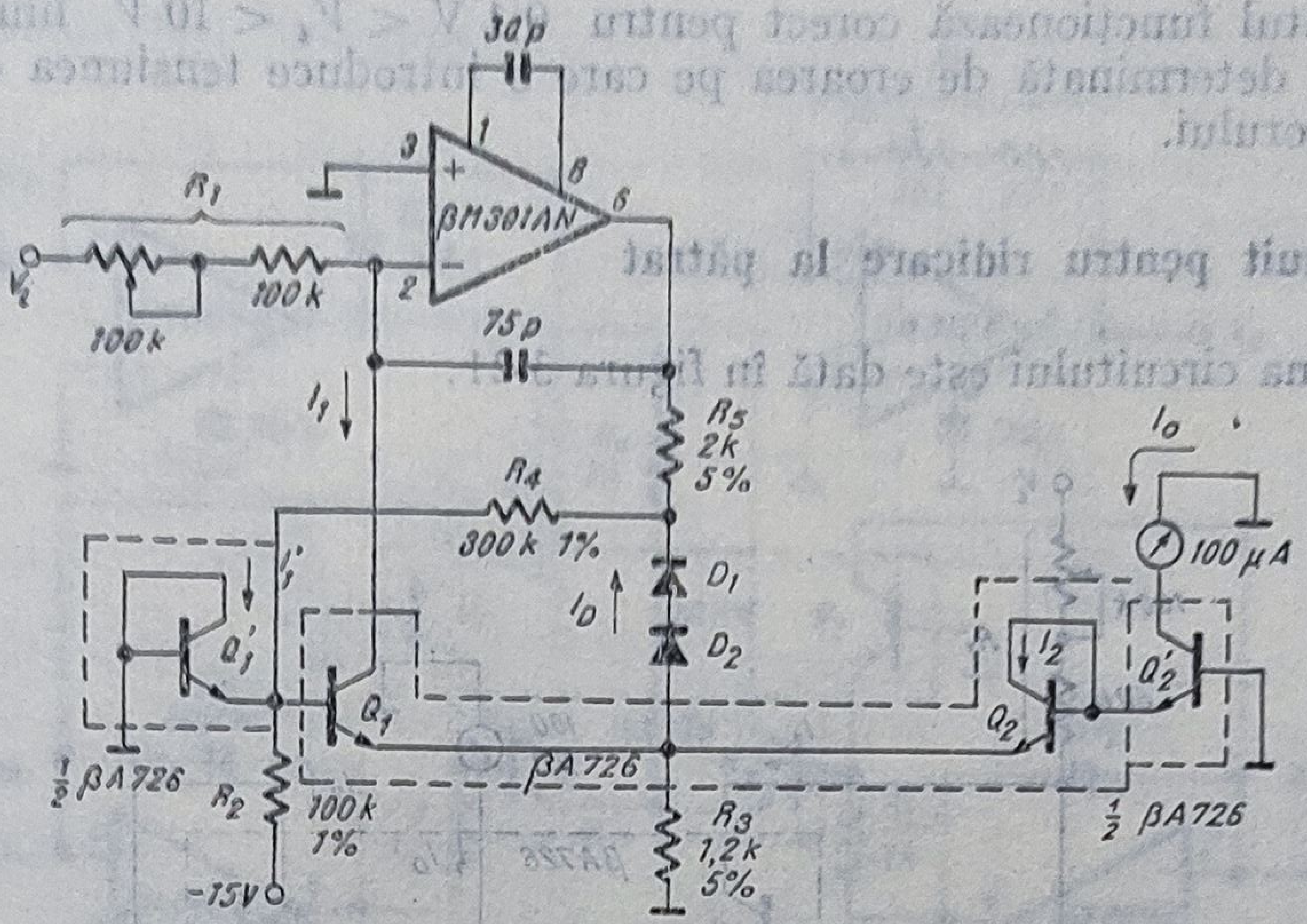


Fig. 3.20. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate.

se obține

$$\frac{I_1 I_1'}{I_2 I_2'} = \frac{I_{s1} I_{s1}'}{I_{s2} I_{s2}'} = K$$

Raportul $K = (I_{s1} I'_{s1})/(I_{s2} I'_{s2})$ variază (tipic) între 0,64 ..., 1,44 și este independent de temperatură. Se observă că $I_o = I_2' = I_2$ deci

$$I_o^2 = \frac{I_1 I_1'}{K}$$

Deoarece

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

și

$$I_1' \simeq \frac{15\ \text{V} - V'_{BE1}}{R_2} + \frac{V_{BE1} + V_{D1} + V_{D2}}{R_4} \simeq \frac{15\ V}{R_2} = 150\ \mu\text{A}$$

(s-a ținut cont că $R_4 = 3\,R_2$) rezultă că

$$I_o = \sqrt{\frac{V_i}{R_1}(150\ \mu\text{A})\frac{1}{K}}.$$

Rezistența R_1 se ajustează astfel încît la $V_i = 10\ V$ să obținem $I_o = 100\ \mu$A. În aceste condiții expresia caracteristicii de transfer devine

$$I_o = 10\sqrt{10\,V_i}\quad [\mu\text{A}]$$

unde V_i este exprimat în V.

Circuitul funcţionează corect pentru $0{,}1\ V < V_i < 10\ V$ limita inferioară fiind determinată de eroarea pe care o introduce tensiunea de ofset a amplificatorului.

3.4.8. Circuit pentru ridicare la pătrat

Schema circuitului este dată în figura 3.21.

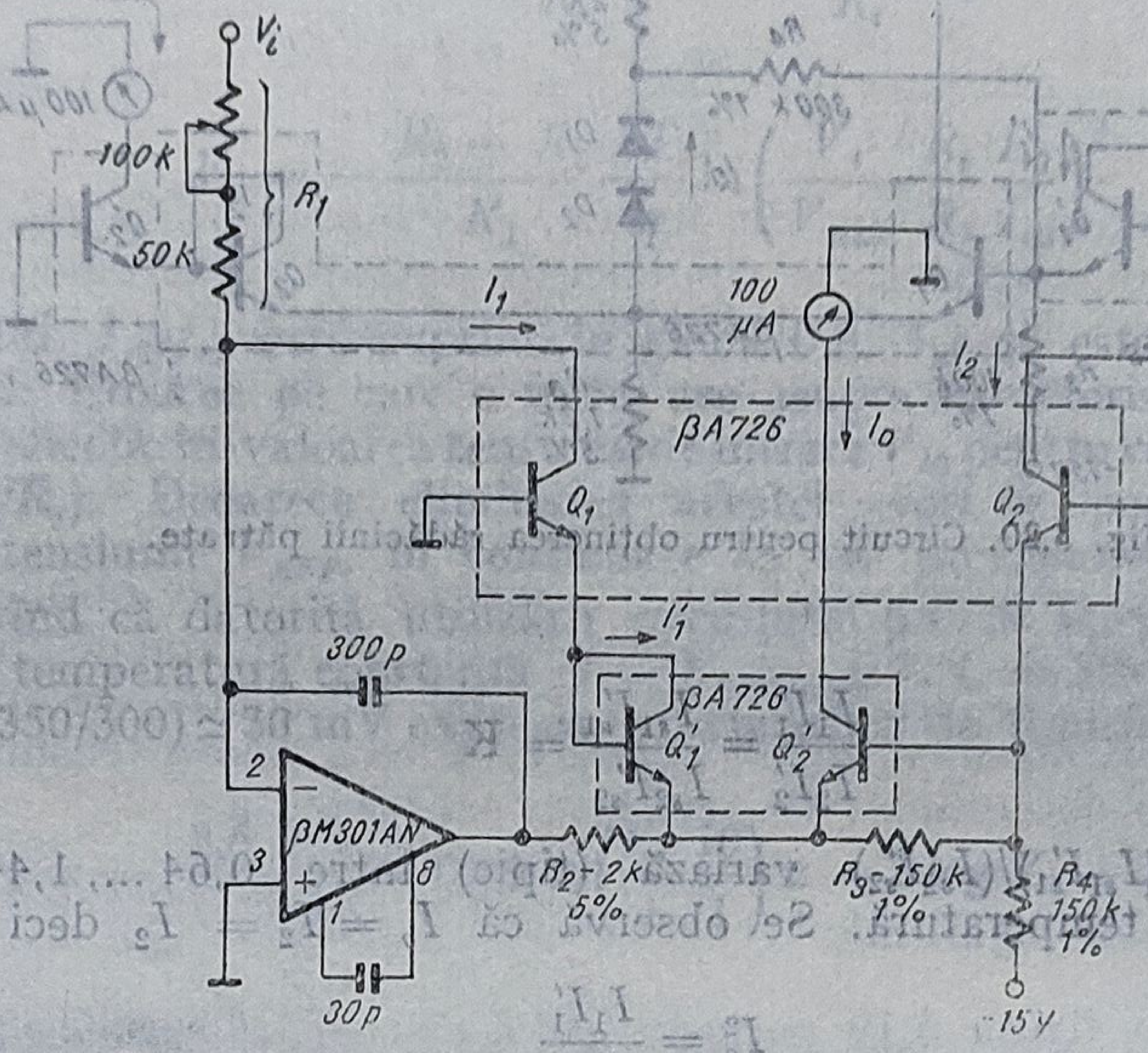


Fig. 3.21. Circuit pentru ridicare la pătrat.

Expresia caracteristicii de transfer se deduce urmînd calea din § 3.4.7. Se obţine:

$$I_o = \frac{I_1^2}{I_2} = \frac{V_i^2}{R_1^2} \frac{R_4}{15\ V}$$

sau

$$I_o = V_i^2\ [\mu A]$$

unde V_i se exprimă în V.

Circuitul funcţionează corect pentru $0{,}1\ V < V_i < 10\ V$.

3.4.9. Circuit pentru înmulţirea şi împărţirea a două semnale analogice

Schema circuitului este prezentată în figura 3.22.

Deoarece

$$V_{BE1} + V'_{BE1} = V_{BE2} + V'_{BE2}$$

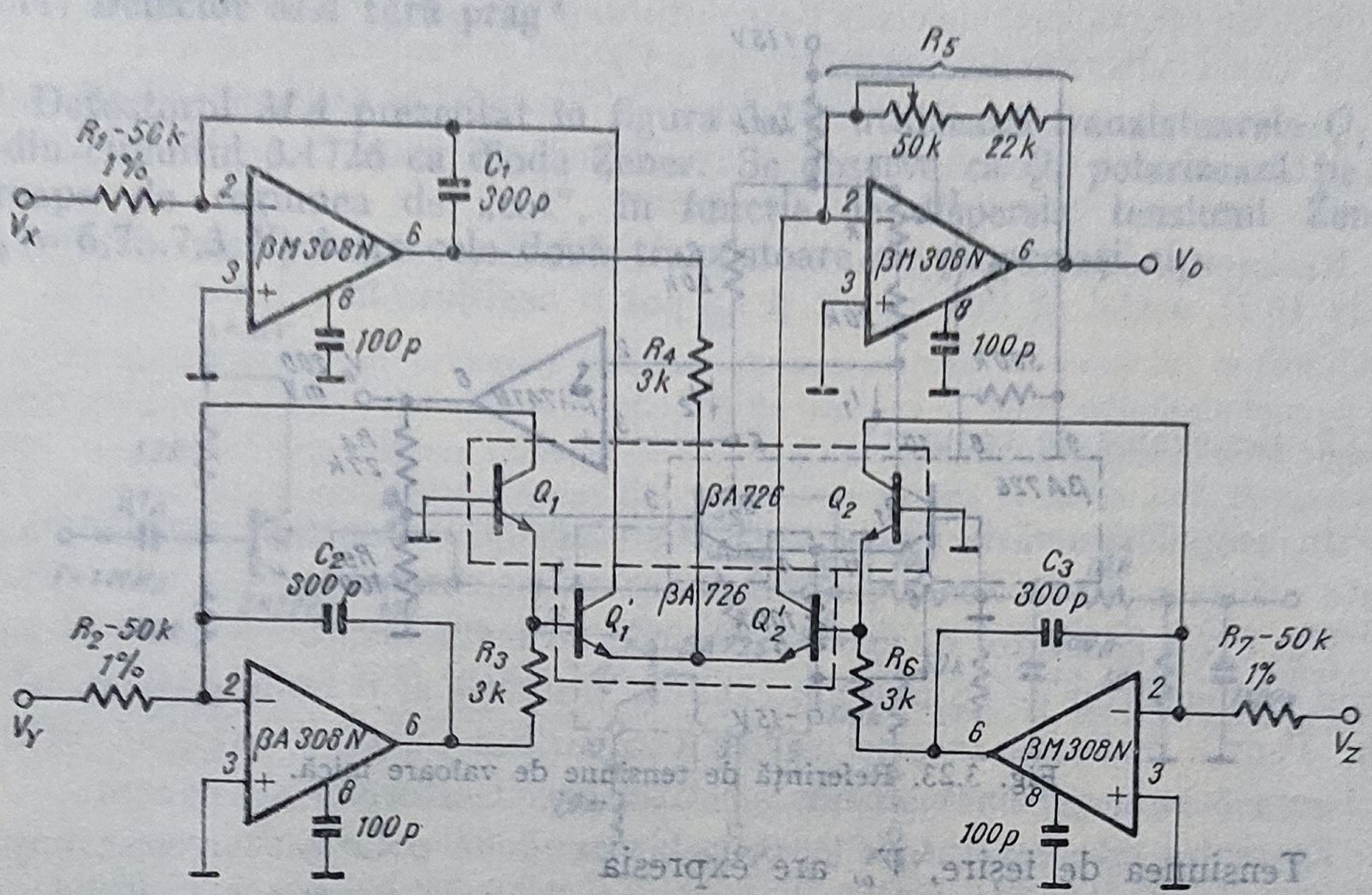


Fig. 3.22. Circuit pentru înmulţirea a două semnale analogice.

se obţine

$$\frac{I_1}{I_2}\frac{I_1'}{I_2'}=\frac{I_{s1}}{I_{s2}}\frac{I_{s1}'}{I_{s2}'}=K.$$

Înlocuind în această relaţie

$$I_1=\frac{V_Y}{R_2},\quad I_2=\frac{V_Z}{R_7},\quad I_1'=\frac{V_X}{R_1},\quad I_2'=\frac{V_o}{R_5}$$

rezultă

$$V_o=\frac{V_XV_Y}{V_Z}\frac{R_7R_5}{R_1R_2}\frac{1}{K}.$$

Ajustînd valoarea R_5 pentru $V_X=V_Y=V_Z=10\ V$ astfel încît $V_o=10\ V$ expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_o=\frac{V_XV_Y}{V_Z}.$$

Circuitul funcţionează corect pentru valori ale tensiunilor V_X, V_Y, V_Z în gama 0,1V...10V.

3.4.10. Referinţă de tensiune mică[5]

Cu circuitul prezentat în figura 3.23 se poate realiza o „referinţă" de tensiune a cărei valoare se plasează în domeniul 10...1000 mV.

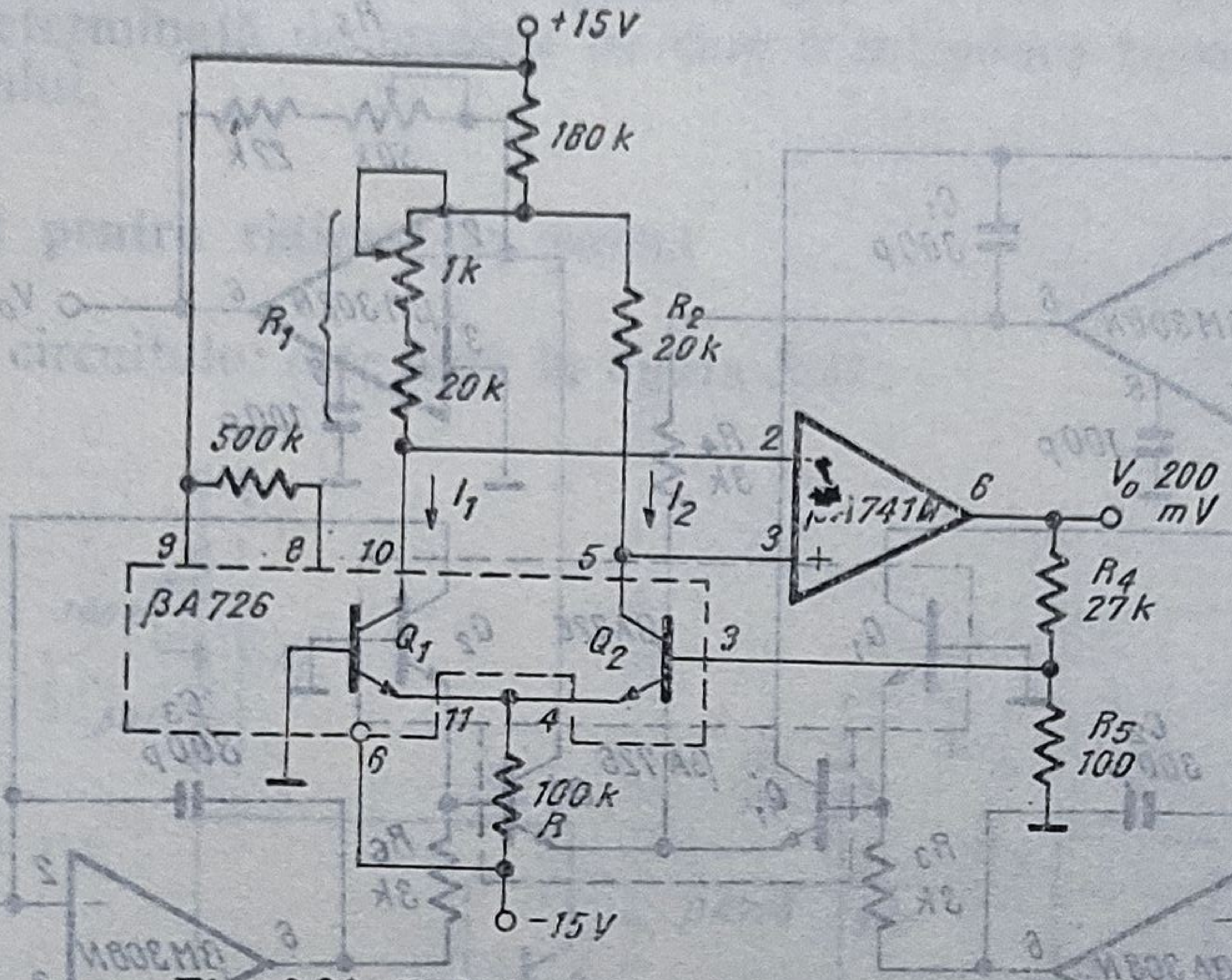


Fig. 3.23. Referință de tensiune de valoare mică.

Tensiunea de ieșire, V_o, are expresia

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)(V_{BE2} - V_{BE1}) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)\frac{kT_{TERMO}}{q} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)$$

Deoarece

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

expresia tensiunii V_o devine

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)\frac{kT_{TERMO}}{q} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)$$

Prin ajustarea valorii R_1 tensiunea de ieșire se aduce la valoarea dorită. Raportul I_{s2}/I_{s1} este independent de temperatură.

Deriva termică a tensiunii V_o este

$$\frac{\Delta V_o/V_o}{\Delta T_a} = \frac{1}{T_{TERMO}}\frac{\Delta T_{TERMO}}{\Delta T_a} \simeq \frac{1}{273 + 77}\frac{2}{70} \simeq 0{,}01\%/°K.$$

Condiția de stabilitate a circuitului (pentru cazul în care amplificatorul operațional este 741 sau 101 compensat cu 30 pF) este (vezi § 3.4.3)

$$1 + \frac{R_4}{R_5} > \frac{R_2}{2R}\frac{V^-}{\frac{kT_{TERMO}}{q}}.$$

3.4.11. Detector *MA* fără prag[4]

Detectorul *MA* prezentat în figura 3.24, utilizează tranzistoarele Q_1 și Q_2 din circuitul βA726 ca diode Zener. Se observă că Q_1 polarizează pe Q_2 aproape de regiunea de „cot", în funcție de dispersia tensiunii Zener ($V_z = 6,7...7,3$ V) între cele două tranzistoare de pe același cip.

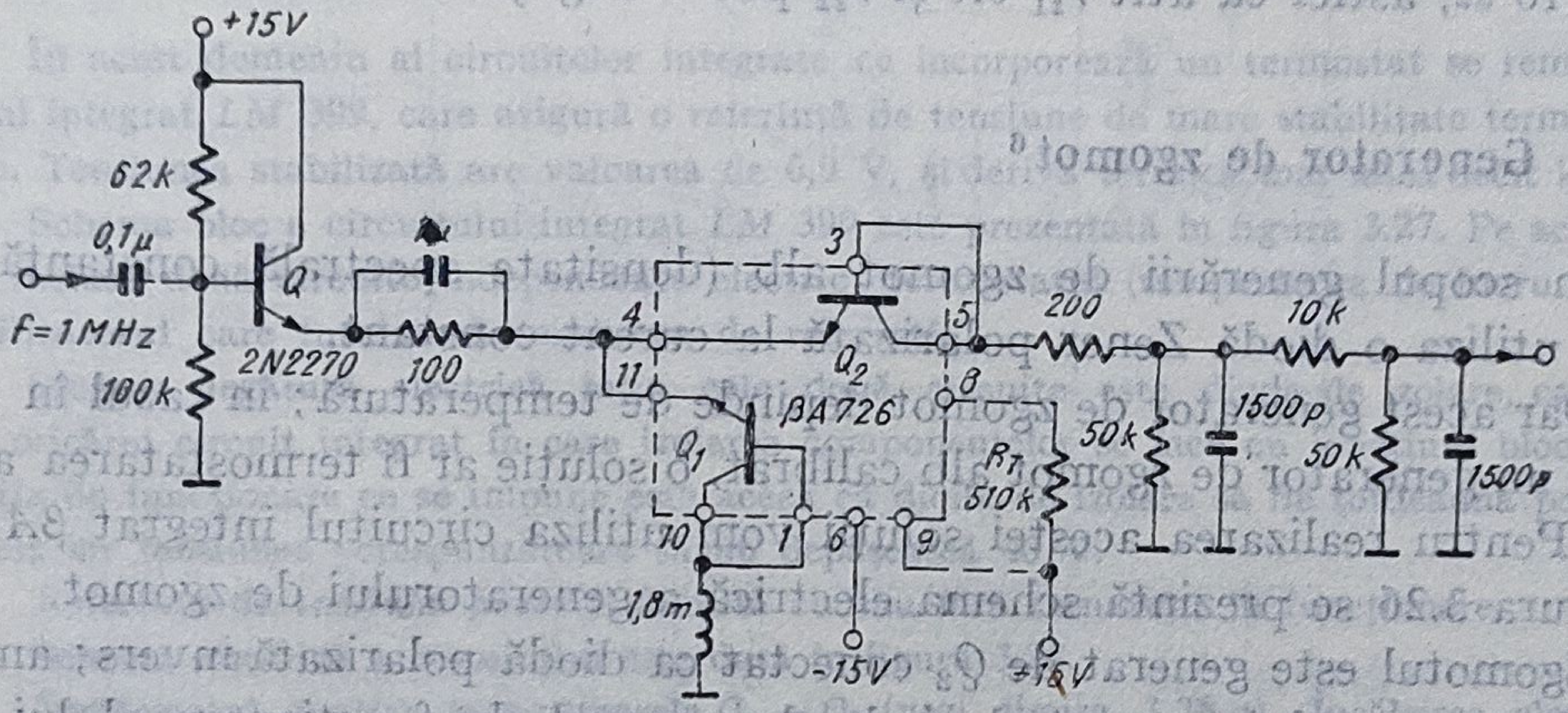


Fig. 3.24. Detector *MA*.

În figura 3.25 se indică schema echivalentă de curent continuu a detectorului *MA* propriu-zis. Considerînd dispersia tehnologică V_z între tensiunile Zener ale joncțiunilor emitor — bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 în domeniul $-0,05... +0,05$ V, tensiunea de prag de detecție a lui Q_2 este:

$$V_P = V_Z + IR_e$$

Tensiunea de stabilizare în „cot" necesită un curent de ordinul µA. Fie $I = 0,5$ µA și rezultă $V_P \leqslant |\Delta V_Z| + IR_e = 0,0635$ V.

Această tensiune de prag sub valoarea de 0,1 V face posibilă o detecție *MA* practic fără prag. Pentru stabilizarea termică a tensiunilor stabilizate $V_Z(T_1)$ și $V_Z(T_2)$ se poate conecta (opțional) rezistența de 510 kΩ (R_T) pentru polarizarea termostatului, asigurîndu-se termostatarea detectorului *MA*.

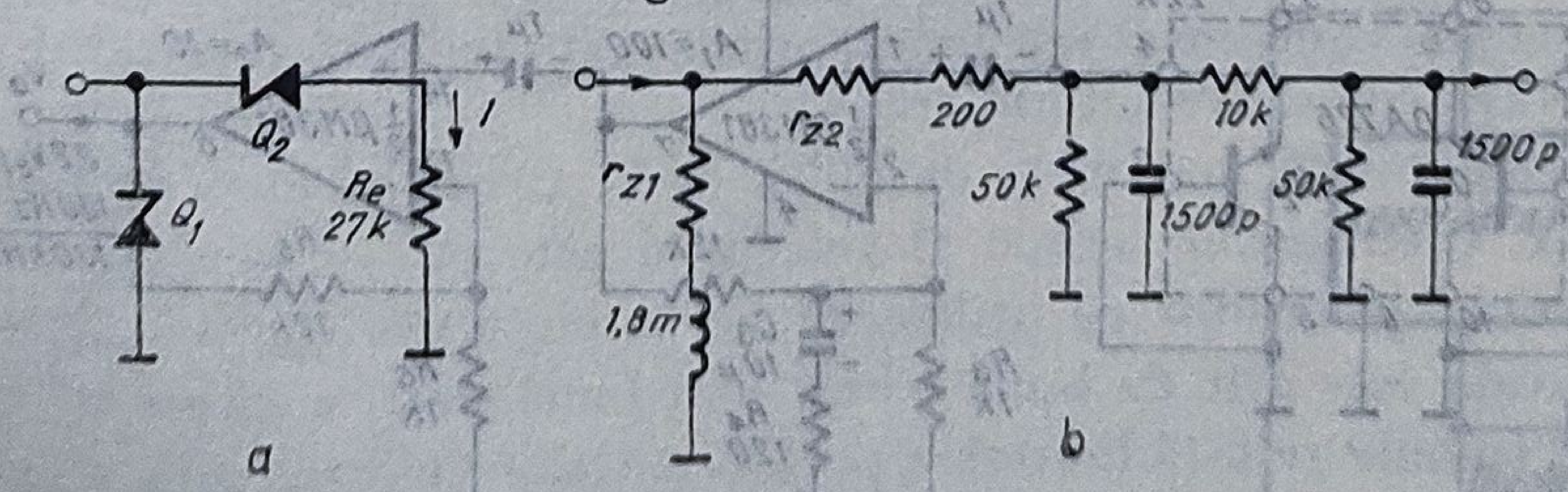


Fig. 3.25. Schema echivalentă în c.c. (*a*) și în c.a (*b*) a detectorului *MA* din figura 3.24.

Schema echivalentă de c.a. a detectorului este reprezentată în figura 3.25, *b* pentru cazul alternanței detectate ($v \geqslant V_P$).

Deoarece în serie cu Q_1 avem bobina de 1,8 mH, la frecvența purtătoarei de 1 MHz, această ramură de circuit are impedanță mare în raport cu grupul *RC* din emitorul tranzistorului de intrare.

Rezistența dinamică, r_z, în regiunea de stabilizare are o valoare de aproximativ 10 Ω, astfel că atît r_{z1} cît și r_{z2} pot fi neglijate în schema de c.a.

3.4.12. Generator de zgomot[6]

În scopul generării de zgomot alb (densitate spectrală constantă) se poate utiliza o diodă Zener polarizată la curent constant.

Dar acest generator de zgomot depinde de temperatură; în cazul în care dorim un generator de zgomot alb calibrat, o soluție ar fi termostatarea acestuia. Pentru realizarea acestei soluții vom utiliza circuitul integrat β*A*726. În figura 3.26 se prezintă schema electrică a generatorului de zgomot.

Zgomotul este generat de Q_2 conectat ca diodă polarizată invers; amplitudinea zgomotului generat depinde de punctul de funcționare al lui Q_2. Astfel se observă experimental că valoarea maximă pentru zgomot se obține pentru un curent în jurul valorii de 10 μA; se alege pentru polarizarea lui Q_2, $R_2 = 22$ kΩ. Tensiunea de polarizare a lui Q_2 este dată de Q_1 conectat de asemenea ca diodă polarizată invers.

Pentru a asigura o polarizare corespunzătoare pentru Q_2 se fixează curentul prin Q_1 în jurul valorii de 2,2 mA, alegînd $R_1 = 10$ kΩ.

Funcționarea termostatului este asigurată prin rezistența $R_T = 510$ kΩ. Zgomotul generat de Q_2 este amplificat prin intermediul a două etaje realizate cu β*M*381. Primul etaj amplifică cu $A_1 = 100$ iar al doilea cu $A_2 = 10$

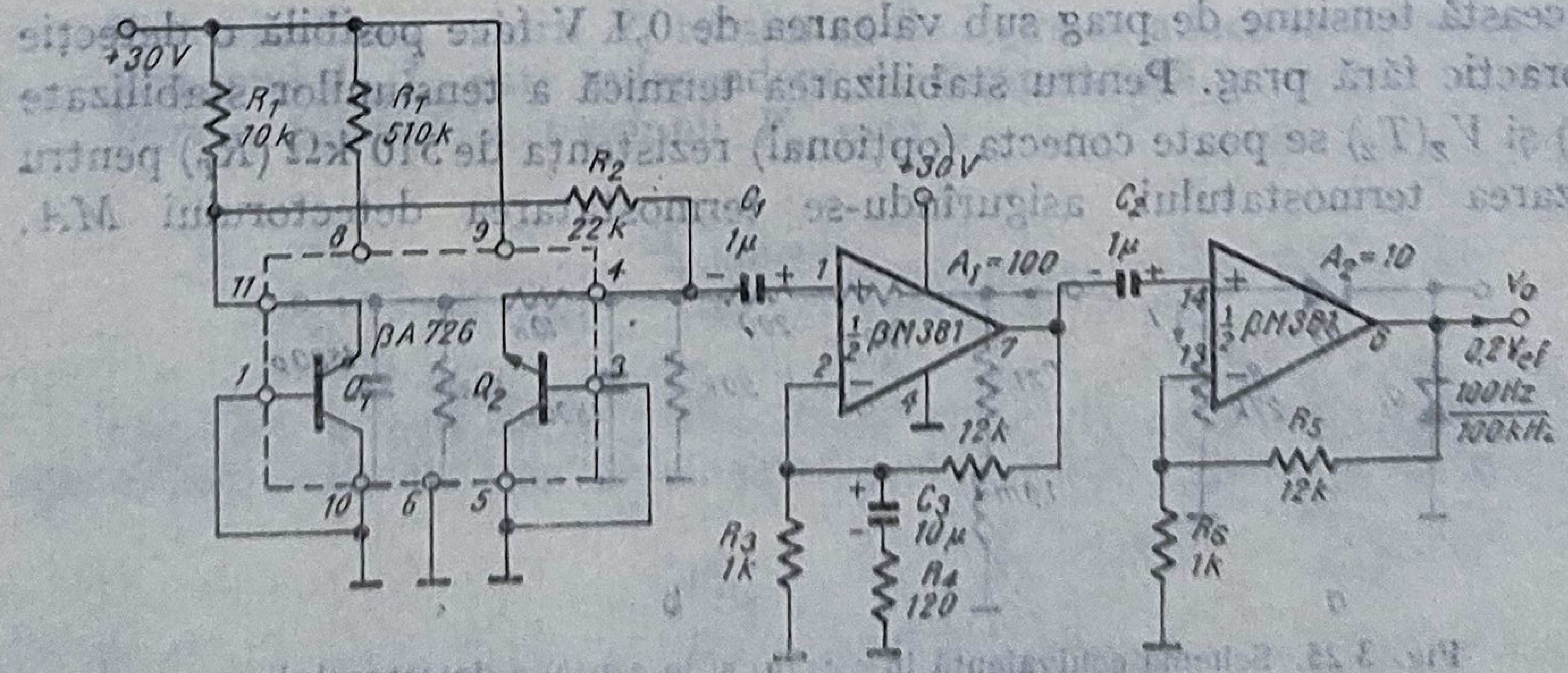


Fig. 3.26. Generator de zgomot.

Astfel se obține la ieșire zgomot alb de valoare efectivă aproximativ de 0,2 V_{ef}. Trebuie specificat că banda de zgomot este limitată de cele două etaje de amplificare, între limitele 100 Hz...100 kHz.

3.5. Alte circuite cu substrat stabilizat termic [7]

În acest domeniu al circuitelor integrate ce încorporează un termostat se remarcă circuitul integrat *LM* 399, care asigură o referință de tensiune de mare stabilitate termică și în timp. Tensiunea stabilizată are valoarea de 6,9 V, și deriva termică mai mică decît 1 ppm/°C.

Schema bloc a circuitului integrat *LM* 399 este prezentată în figura 3.27. Pe același cip sînt incluse două circuite independente electric: termostatul (temperatura de lucru 90°C) și stabilizatorul care furnizează tensiunea de referință.

Singura legătură electrică între cele două circuite este dioda de izolare, caracteristică oricărui circuit integrat în care izolarea componentelor se face cu joncțiuni blocate. Restricția de funcționare ce se impune este aceea ca dioda de izolare să fie totdeauna polarizată invers iar tensiunea corespunzătoare să nu depășească 40 V.

Referința de tensiune poate fi folosită cu sau fără termostat în funcționare.

Schema electrică a circuitului este dată în figura 3.28.

Termostatul conține tranzistoarele $Q_1 - Q_9$ (vezi figura 3.28.*a*). Încălzirea electrică a cipului este asigurată de disipația grupului Q_1, Q_2.

La conectarea alimentării termostatului, acesta consumă un curent de 140 mA (determinat de tranzistorul de limitare Q_3). Deoarece cipul începe să se încălzească, tensiunea de deschidere a tranzistorului Q_4 scade și acesta începe să conducă. La atingerea temperaturii de 90°C, aproape tot curentul din colectorul lui Q_7 este preluat de Q_4 restul fiind aplicat grupului Darlington Q_1, Q_2. Puterea disipată scade la nivelul necesar menținerii temperaturii de termostatare. În acest fel temperatura cipului este stabilizată: pentru o variație de temperatură de 100°C a mediului ambiant se obține o variație a temperaturii cipului mai mică de 2°C. Pentru ca termostatul să funcționeze trebuie ca temperatura exterioară să fie mai mică decît temperatura stabilizată de +90°C.

Circuitul pentru referința de tensiune conține tranzistoarele $Q_{10} - Q_{16}$. (vezi figura 3.28.*b*). O diodă Zener îngropată D_3, polarizează baza tranzistorului Q_{13} care comandă grupul Q_{12}, Q_{11}. Variațiile curentului de polarizare a referinței sînt aproape total absorbite de grupul Q_{13}, Q_{11} comparativ cu D_3. Curentul prin D_3 este menținut constant la 250 μA de către rezistența de 2kΩ în paralel pe joncțiunea bază-emitor a lui Q_{13}. Tensiunea bază-emitor a lui Q_{13} compensează în temperatură tensiunea de referință.

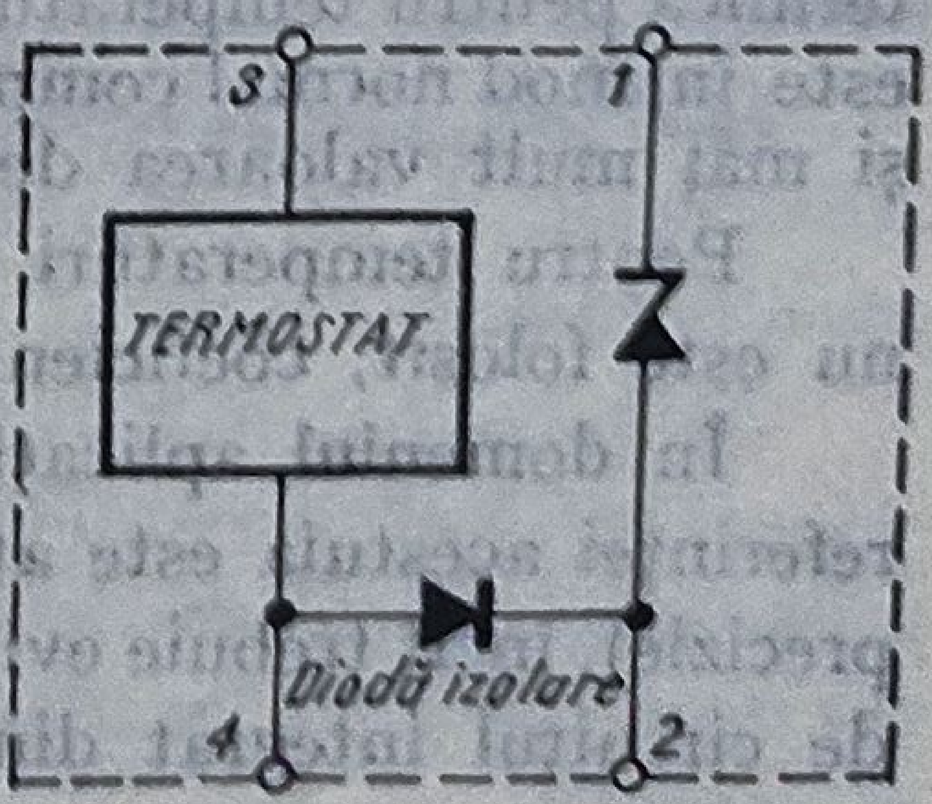


Fig. 3.27. Schema bloc a circuitului *LM* 399

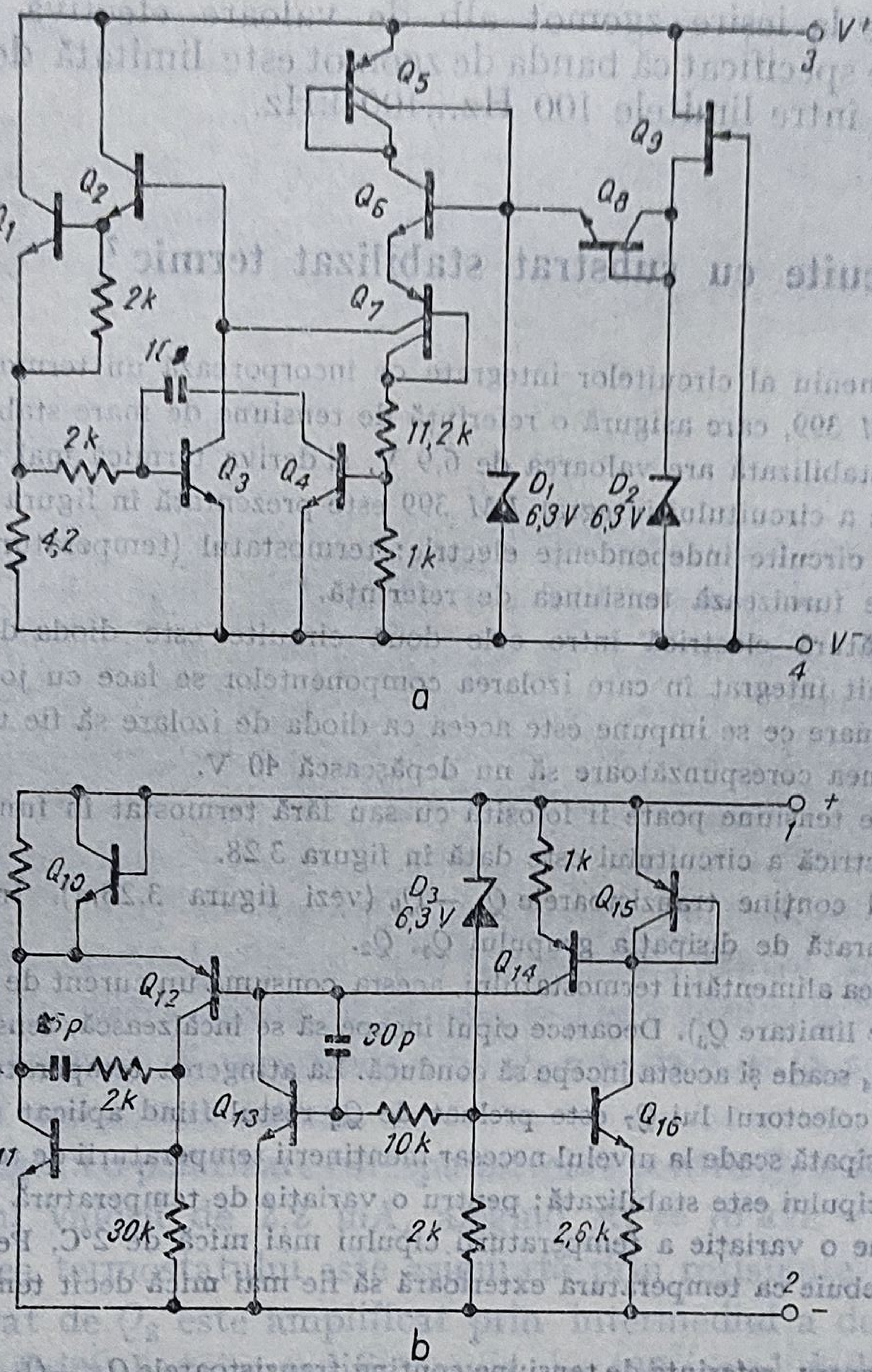


Fig. 3.28. Schema electrică de principiu a circuitului *LM399*

Referitor la performanțele circuitului, în *Tabelul 3.2* sînt prezentate valorile tipice pentru mărimile electrice caracteristice ale acestuia.

Stabilizînd temperatura circuitului la 90°C, implicit se elimină deriva termică pentru temperaturi externe mai mici decît 90°C. Referința de tensiune este în mod normal compensată în temperatură, astfel încît termostatul scade și mai mult valoarea derivei termice.

Pentru temperaturi mai mari ca 90°C, și în cazul în care termostatul nu este folosit, coeficientul termic al referinței este de 15 ppm/°C.

În domeniul aplicațiilor ce utilizează acest circuit integrat stabilitatea referinței acestuia este atît de bună (chiar mai bună decît a rezistențelor de precizie), încît trebuie evitată limitarea performanțelor de către partea externă de circuitul integrat din schema respectivă.

Tabelul 3.2

LM 399

REFERINȚA DE TENSIUNE DE PRECIZIE

Valori tipice

Tensiunea de referință	6,95 V
Curentul de polarizare	0,5 mA ... 10 mA
Coeficientul de temperatură	0,3 ppm/°C
Rezistența dinamică	0,5 Ω
Zgomot (10 Hz — 10 KHz)	7 μV
Stabilitate pe interval lung	20 ppm
Tensiunea de alimentare a termostatului	9 V ... 40 V
Puterea disipată de termostat (25°C)	300 mW
Timpul necesar stabilizării temperaturii interne	3 secunde

Alimentarea circuitului integrat *LM* 399 necesită o tensiune între 9 V și 40 V pentru termostat și un curent de polarizare a referinței între 0,5 mA și 10 mA. Rezistența dinamică mică minimizează stabilizarea curentului de polarizare comparativ cu diodele Zener obișnuite. Singura restricție la polarizarea referinței de tensiune este tensiunea ce apare pe dioda de izolare. Aceasta trebuie polarizată invers cu o tensiune care să nu depășească 40 V. De aceea, este necesară o legătură electrică între referința de tensiune și termostat pentru a ne asigura că nu este depășită tensiunea maximă pe dioda de izolare.

BIBLIOGRAFIE

1. *C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta*. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București 1975
2. * * * Circuite integrate analogice Catalog, *IPRS — BĂNEASA*, 1983.
3. *M. Bodea, A. Silard*. Măsurarea temperaturii utilizînd o pereche de tranzistoare bipolare. E.E.A. — Automatica și electronica, 22, nr. 2 (iunie 1978), p. 54.
4. *M. Bodea, G. Tănase*, Lucrări nepublicate 1981
5. *N. Marinescu*. Comunicare personală.
6. *E.Gâzdac*. Generator de zgomot alb în banda de frecvențe 20 Hz..., 20kHz cu parametri electrici stabili. Lucrările Conferinței anuale de semiconductoare, CAS—83, p. 339.
7. * * * Linear Integrated Circuits. Databook, *NATIONAL SEMICONDUCTOR*, 1981.

4

βA 3054 Arie de tranzistoare bipolare

4.1. Prezentarea circuitului

4.1.1. Destinație

Aria de tranzistoare bipolare βA 3054 este destinată în principal schemelor de factură „clasică", realizabile cu tranzistoare discrete, scheme în care se dorește însă îmbunătățirea performanțelor prin utilizarea tranzistoarelor integrate. Datorită realizării monolitice, tranzistoarele sînt bine împerecheate electric și termic. Circuitul poate fi utilizat pe un domeniu larg de frecvențe care se extinde de la c.c. pînă la 120 MHz. Tranzistoarele pot opera cu curenți de colector ce pot varia de la 1 μA la 50 mA și cu tensiuni colector-emitor de maximum 15 V.

4.1.2. Descrierea circuitului

Circuitul βA 3054 conține 6 tranzistoare conectate astfel încît formează două perechi diferențiale alimentate în emitoare de un tranzistor sursă de curent (vezi figura 4.1).

Datorită realizării monolitice circuitul este foarte potrivit pentru aplicații duale, în care împerecherea între etajele amplificatoare constituie o cerință majoră.

De asemenea fiecare tranzistor din circuitul βA 3054 este izolat electric față de substrat și de celelalte tranzistoare printr-o joncțiune *pn* care trebuie polarizată invers (vezi figura 4.1). Deci substratul (terminalul *5*) trebuie conectat la un potențial care este mai negativ decît potențialul oricărui alt terminal al capsulei.

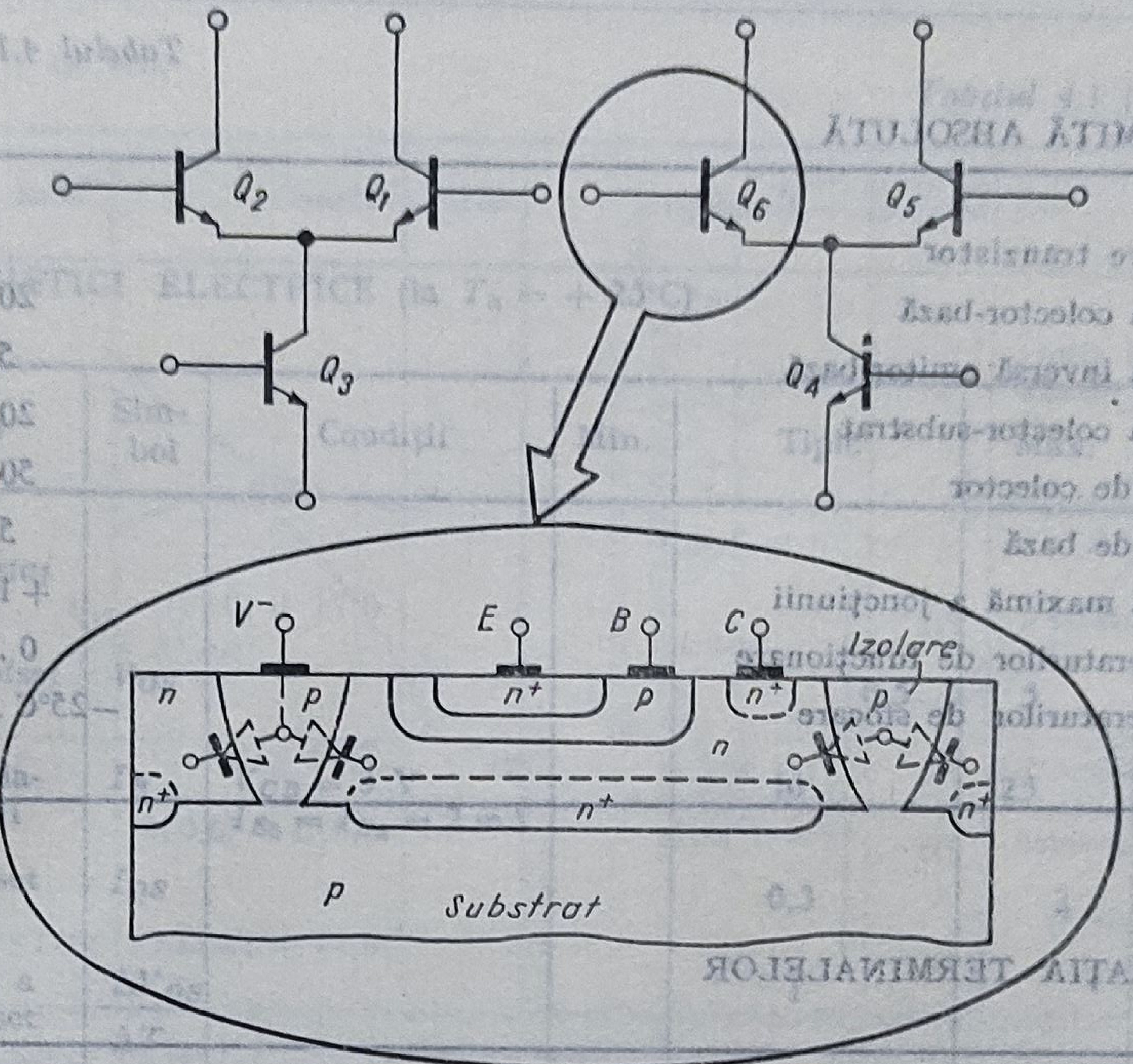


Fig. 4.1. Schema electrică împreună cu detaliu tehnologic.

4.2. Parametri

4.2.1. Performanţele circuitului

Mărimile caracteristice ale circuitului βA 3054 sînt indicate în *Tabelul 4.1*. *Depăşirea valorilor limită absolută determină fie defectarea catastrofică a circuitului fie, în cel mai bun caz, ieşirea parametrilor din specificaţiile arătate în tabel.*

Tabelul 4.1

βA 3054

Arie de tranzistoare bipolare

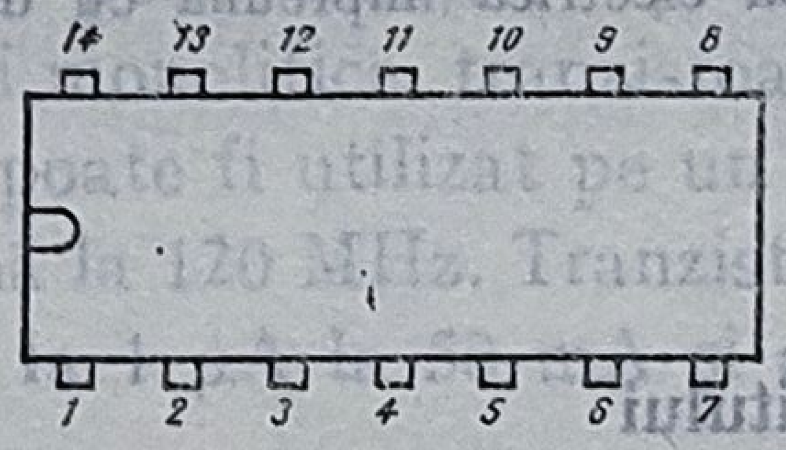
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Puterea disipată totală (pe capsula) maximă	600 mW
Pentru fiecare tranzitor	
Puterea disipată maximă	300 mW
Tensiunea colector-emitor	15 V

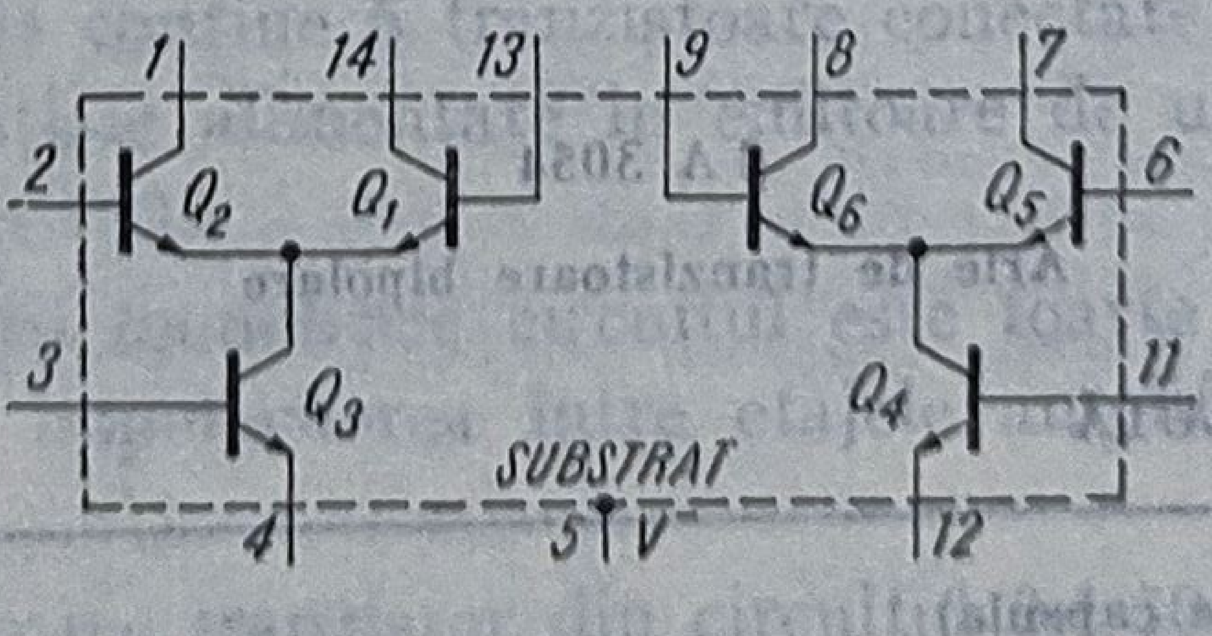
Tabelul 4.1 (continuare)

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ	βA3054
Pentru fiecare tranzistor	
Tensiunea colector-bază	20 V
Tensiunea inversă emitor-bază	5 V
Tensiunea colector-substrat	20 V
Curentul de colector	50 mA
Curentul de bază	5 mA
Temperatura maximă a joncţiunii	+125°C
Gama temperaturilor de funcţionare	0 ... +70°C
Gama temperaturilor de stocare	−25°C ... +125°C

CONFIGURAŢIA TERMINALELOR



capsula $TO-116$
vedere de sus



Notă. Terminalul 10 este neconectat

Tabelul 4.1 (continuare)

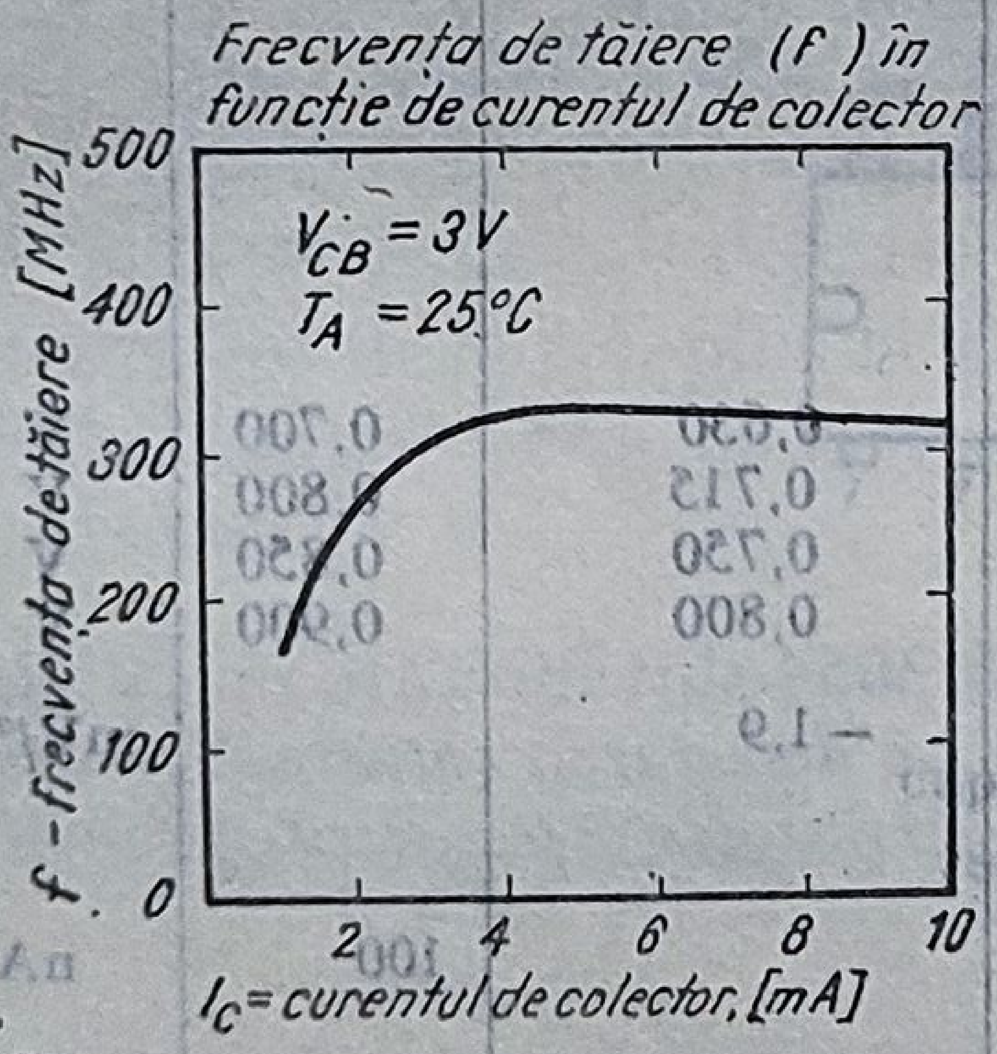
βA 3054

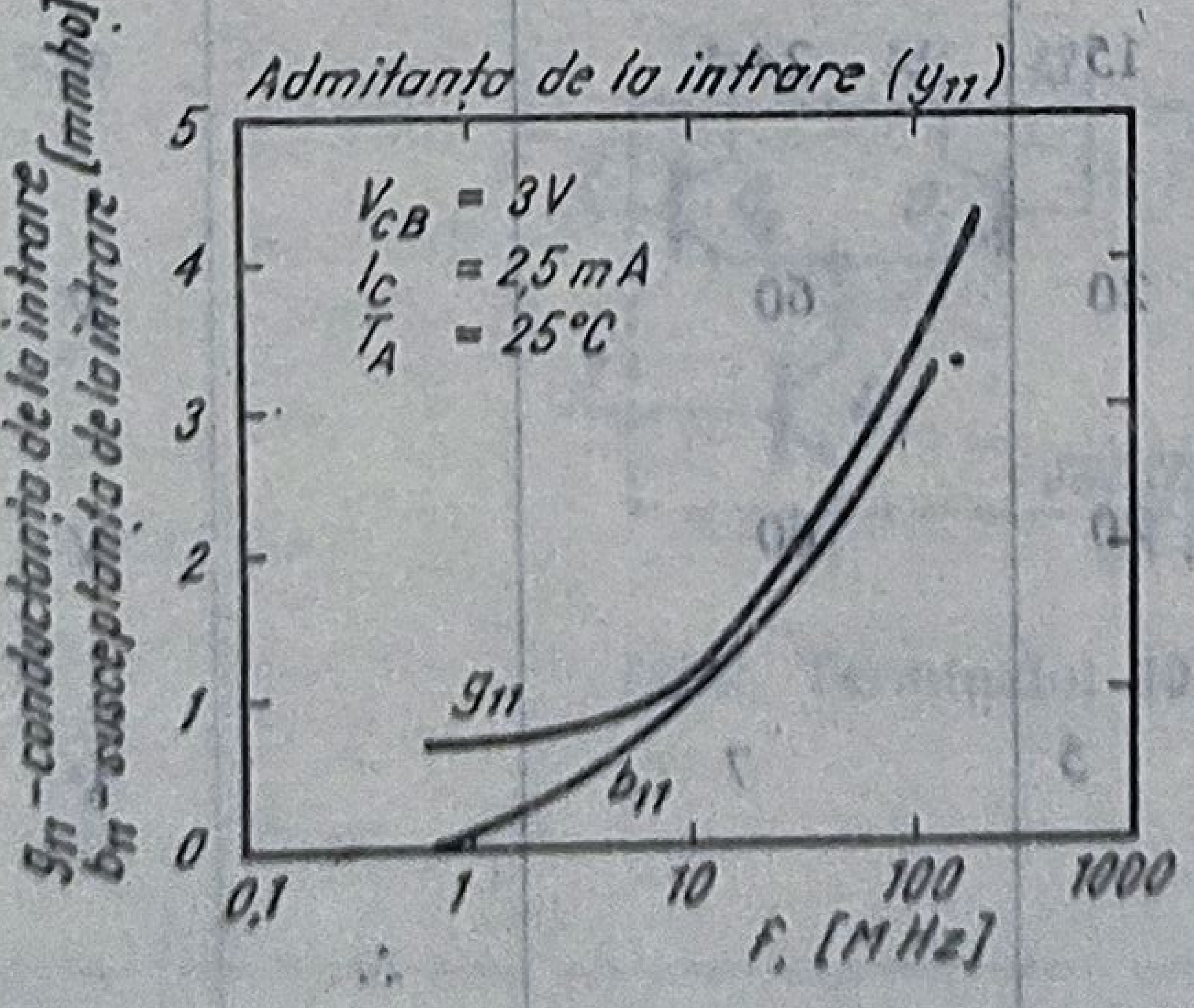
CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25°C$)

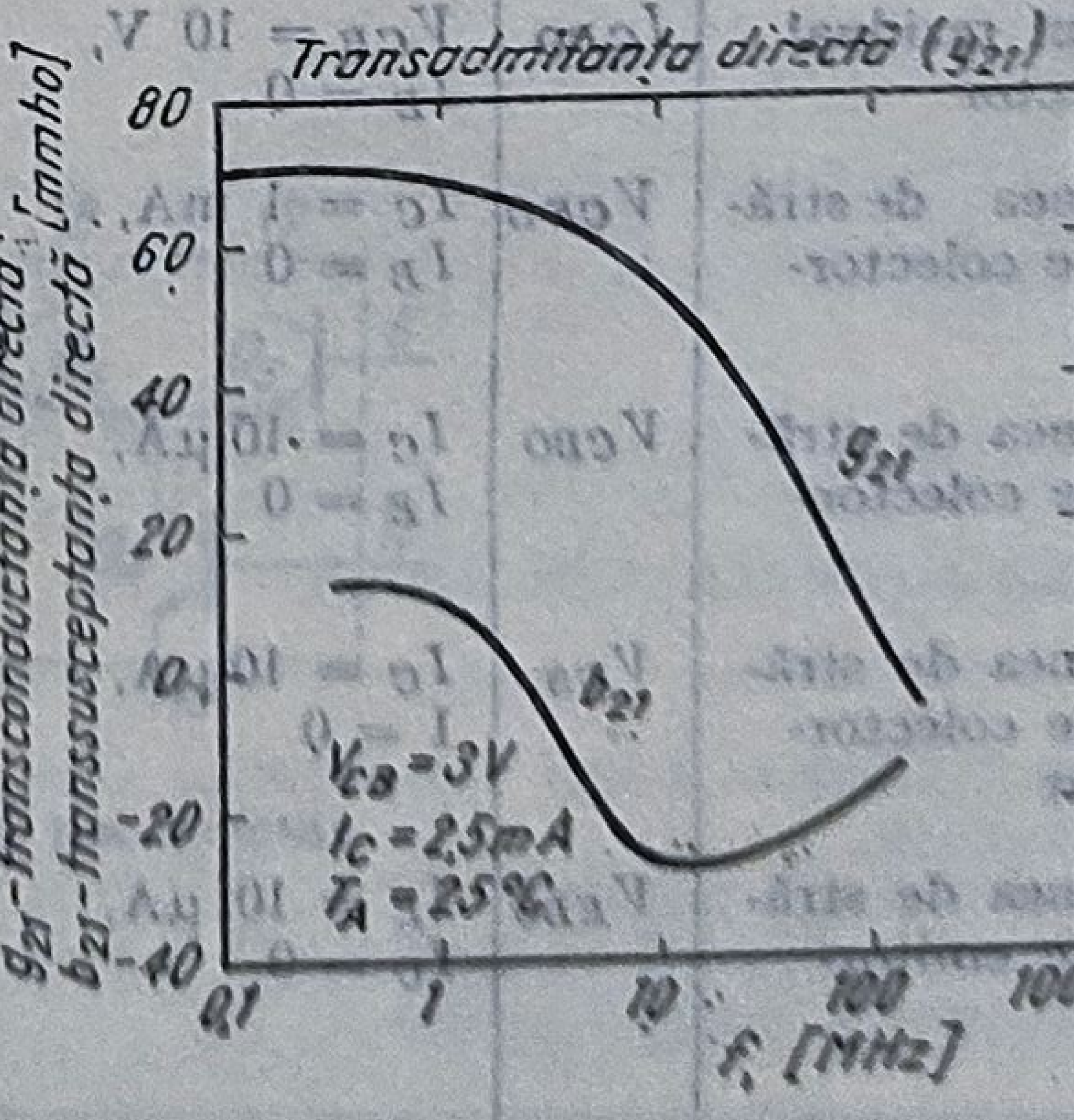
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Pentru fiecare etaj diferențial						
Tensiunea de ofset la intrare	V_{OS}			0,5	5	mV
Curentul de polarizare al intrării	I_B	$V_{CB} = 3$ V $I_{E3} = I_{E4} = 2$ mA		10	25	μA
Curentul de ofset la intrare	I_{OS}			0,3	2	μA
Deriva termică a tensiunii de ofset	$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T}$			1		μV/°C
Caracteristici statice pentru fiecare tranzistor						
Tensiunea bază-emitor	V_{BE}	$V_{CB} = 3$V				
		$I_C = 90$ μA		0,630	0,700	V
		$I_C = 1$ mA		0,715	0,800	V
		$I_C = 2$ mA		0,750	0,850	V
		$I_C = 10$ mA		0,800	0,900	V
Deriva termică a tensiunii bază-emitor	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$	$V_{CB} = 3$ V, $I_C = 1$ mA		−1,9		mV/°C
Curentul rezidual de colector	I_{CBO}	$V_{CB} = 10$ V, $I_E = 0$			100	nA
Tensiunea de străpungere colector-emitor	V_{CEO}	$I_C = 1$ mA, $I_B = 0$	15	24		V
Tensiunea de străpungere colector-bază	V_{CBO}	$I_C = 10$ μA, $I_E = 0$	20	60		V
Tensiunea de străpungere colector-substrat	V_{CS}	$I_C = 10$ μA, I = 0	20	60		V
Tensiunea de străpungere emitor-bază	V_{EBO}	$I_E = 10$ μA, $I_C = 0$	5	7		V

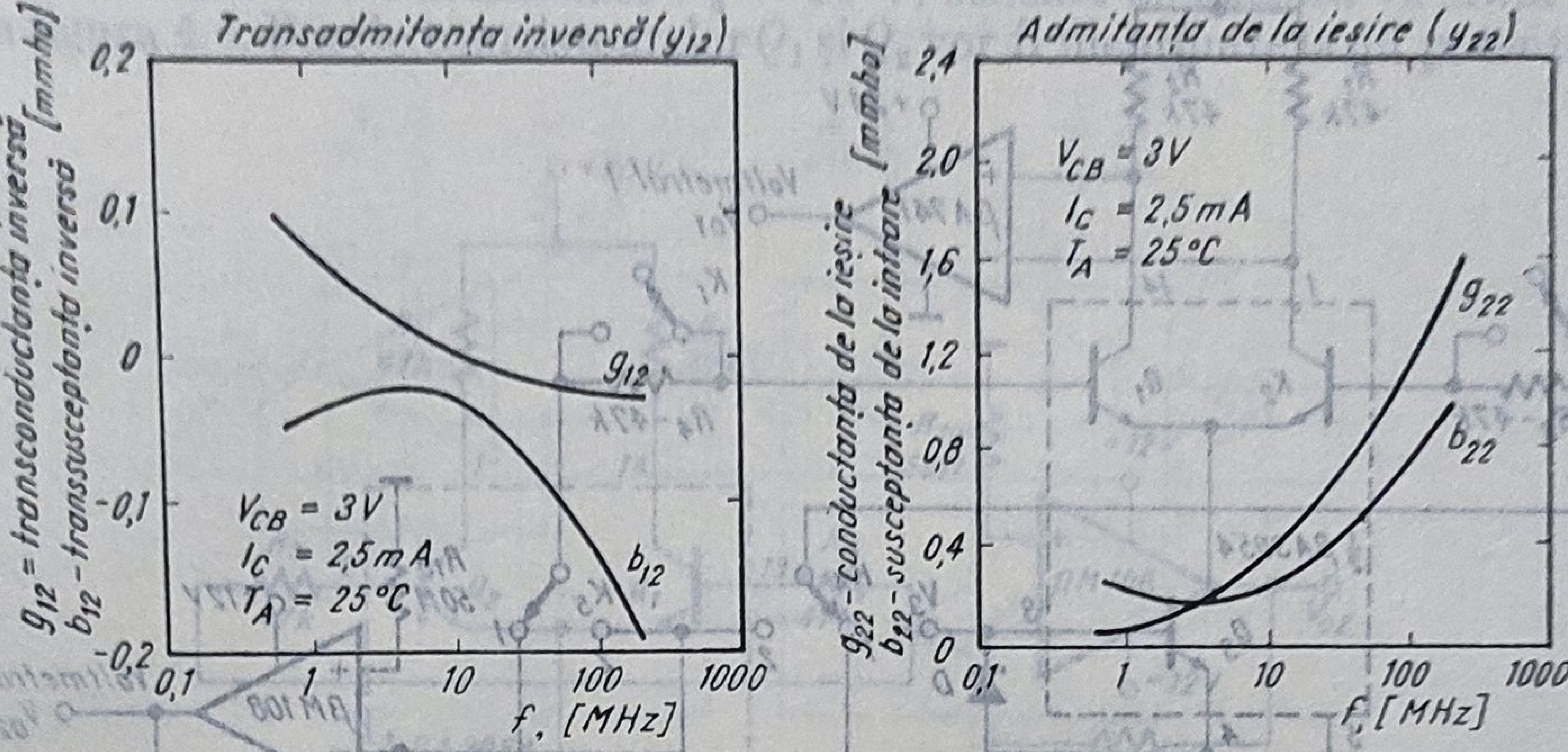
Tabelul 4.1 (continuare)
β A 3054

Parametrul	Simbol	Condiţii	Min.	Tipic	Max.	Unităţi
Caracteristici dinamice pentru fiecare tranzistor						
Frecvenţa de tăiere	f_T	$V_{CB} = 3$ V $I_C = 5$ mA		320		MHz
Admitanţa de la intrare	y_{11}	$V_{CB} = 3$ V $I_C = 2{,}5$ mA $f = 1$ MHz		0,74 + j0		mmho
Admitanţa directă	y_{21}			70 + j11,7		mmho
Admitanţa inversă	y_{12}			0,073 – j0,035		mmho
Admitanţa de la ieşire	y_{22}			0,23 + j0,15		mmho









CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{th,\ j-a}$	200 °C/W

4.2.2. Măsurări la fabricant

Pentru a caracteriza circuitul, din punct de vedere electric, măsurătorile se fac cu ajutorul schemei din figura 4.2 care se referă la o jumătate a circuitului βA 3054, cealaltă jumătate măsurîndu-se similar. Pentru măsurarea unui parametru schema reprezentată este configurată cu ajutorul releelor. Configurarea se realizează automat, întregul sistem fiind comandat de un calculator.

Secvențial măsurătorile se fac după descrierea următoare. (Se acceptă convenția menționării condițiilor de test numai atunci cînd apar schimbări de la un test la altul).

1. *Funcționare.* Cu ajutorul acestui test se urmărește punerea în evidență a faptului că circuitul testat conține, în jumătatea respectivă, trei tranzistoare care funcționează și conexiunile interne sînt corecte. După configurarea releelor și aranjarea stimulilor circuitul din figura 4.2, va arăta ca cel din figura 4.3. Dacă circuitul funcționează corect, dezechilibrul creat de tensiunile V_2 și V_9 va determina comutarea amplificatorului βA 741 către + 24 V dacă $V_2 = -20$ V, $V_9 = +20$ V și către 0 V dacă $V_2 = +20$ V, $V_9 = -20$ V.

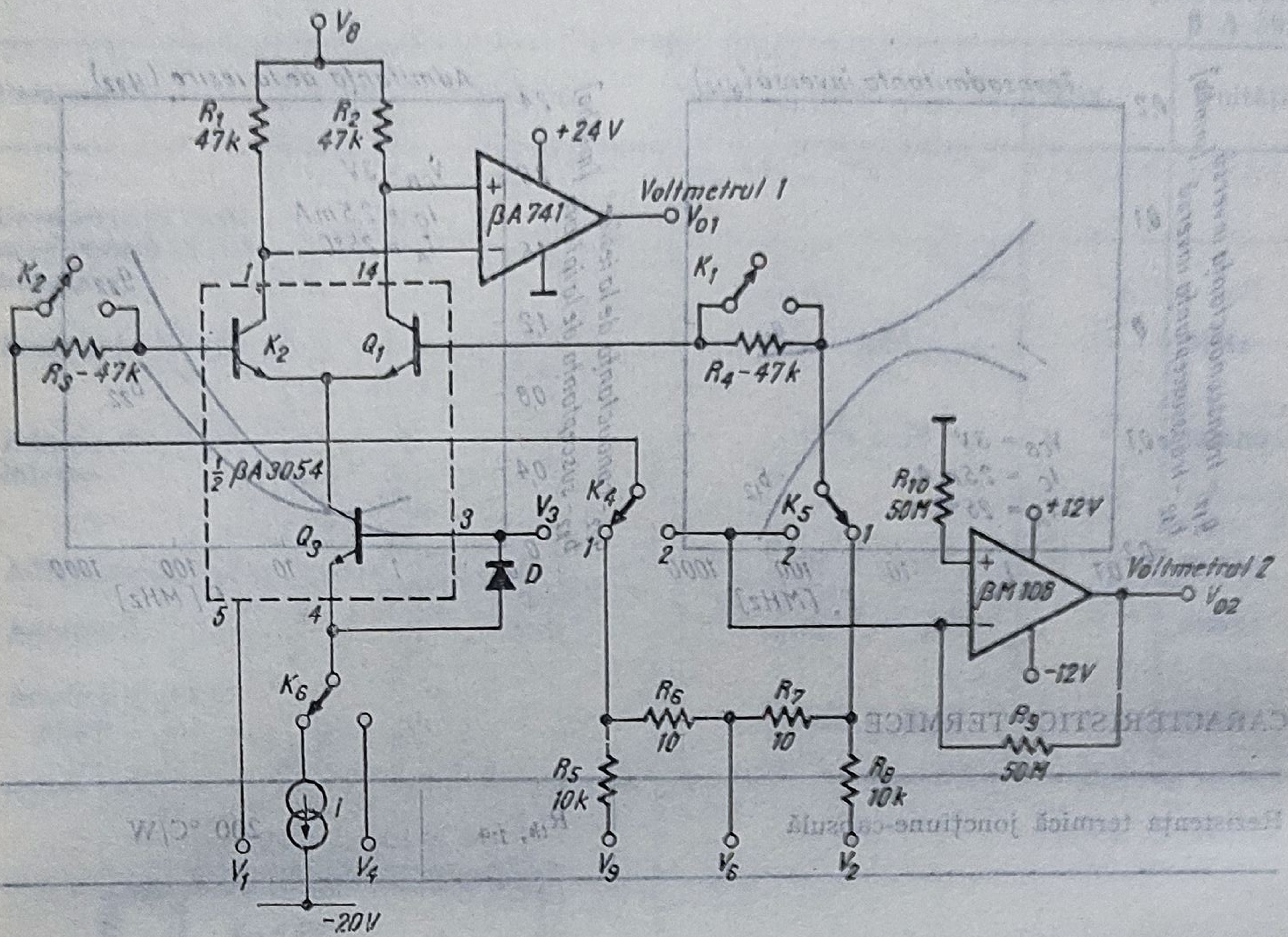


Fig. 4.2. Schema generală de testare.

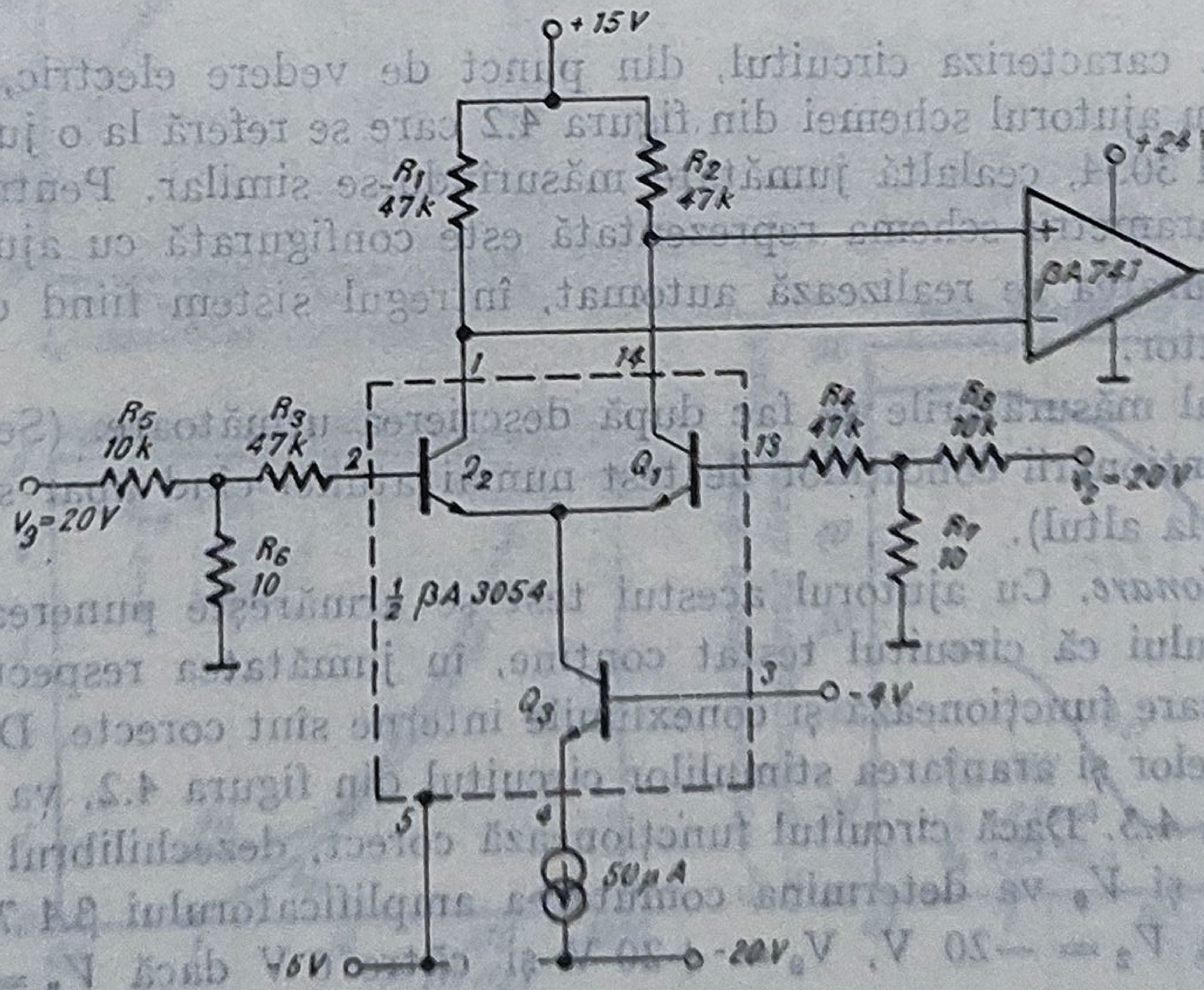


Fig. 4.3. Testare funcţională.

2. $V_{CBO}\, Q_1/Q_2$. Acționînd releele K_4 și K_5, deconectînd terminalul *4* și schimbînd tensiunea de alimentare $V_8 = 20$ V, schema de măsură va arăta ca cea din figura 4.4. Bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 vor fi menținute la un potențial

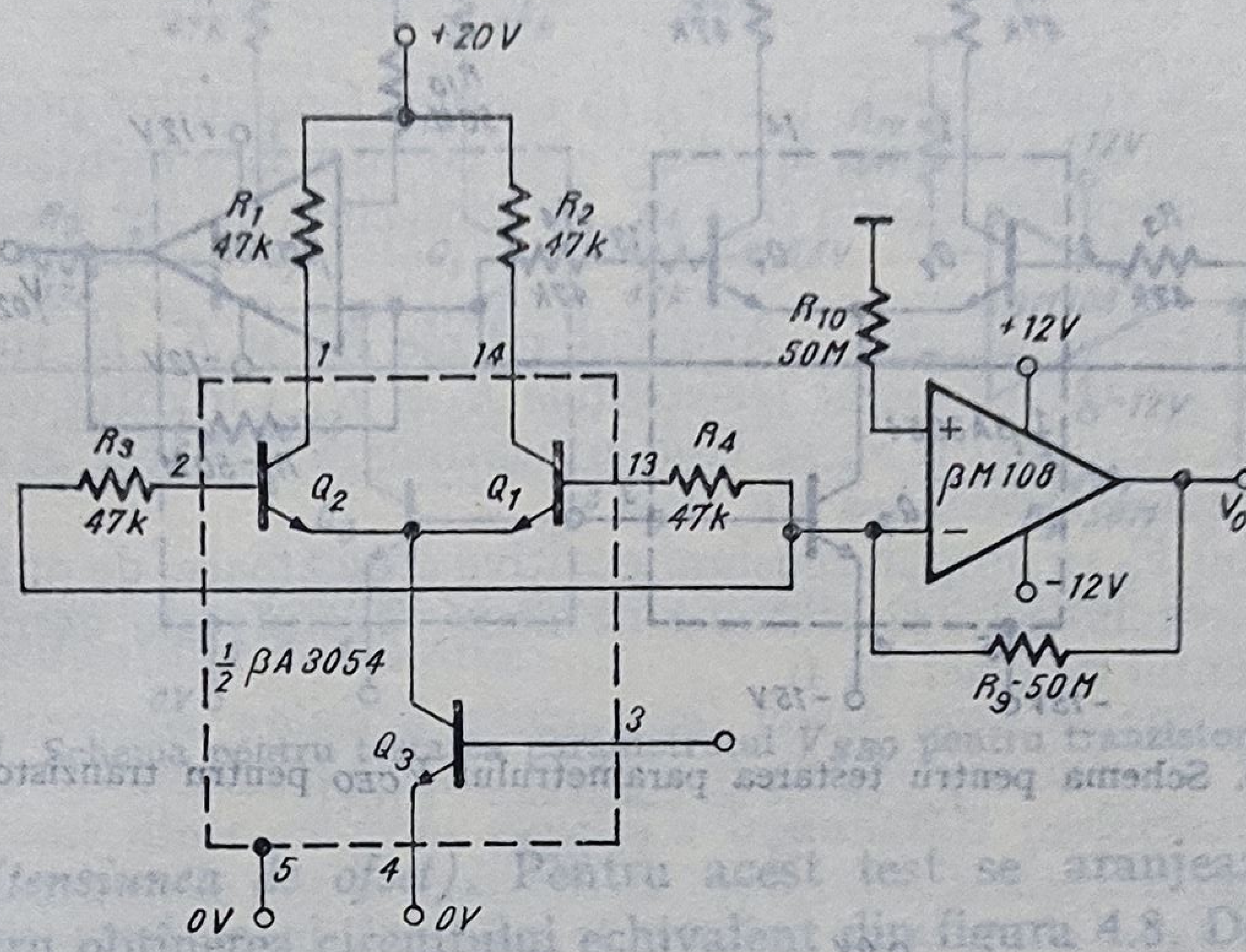


Fig. 4.4. Testarea parametrului V_{CBO} pentru tranzistoarele Q_1 și Q_2.

de 0V datorită circuitului β*M*108. Se verifică în acest fel funcționarea corectă a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 la o tensiune $V_{CBO} = 20$ V. Într-adevăr, tranzistoarele fiind blocate, tensiunea V_8 apare între colector și bază. Funcționarea normală presupune injecția sumei curenților reziduali, din bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2, spre β*M* 108. Acest fapt va determina așezarea ieșirii lui β*M* 108 la o valoare negativă dată de relația

$$V_{02} = -2I_{CBO} \times 50 \text{ M}\Omega \text{ [V]}.$$

Dacă tranzistoarele nu se străpung această tensiune se menține între 0 și −5 V.

3. $V_{CEO}\, Q_3$. Se verifică tensiunea V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3. Pentru aceasta se deconectează V_3, se acționează K_6, iar $V_1 = V_4 = -15$ V. Tensiunea $V_8 = 0$V. Tranzistorul Q_3 este polarizat cu o tensiune colector-emitor de aproximativ 15V, deoarece bazele tranzistoarelor Q_1, Q_2 sînt la un potențial practic nul (vezi figura 4.5) Tensiunea V_{02} va fi pozitivă datorită curenților de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 care intră în terminalele *2* și *13* și a căror sumă trece prin Q_3. Tensiunea V_{02} trebuie să se mențină sub 5 V.

4. $V_{CBO}\, Q_3$. Schimbînd $V_3 = V_4 = V_1 = -20$ V se verifică funcționarea normală a tranzistorului Q_3 la tensiunea V_{CBO}. Acest tranzistor este în continuare blocat și deci testul este similar celui anterior (vezi figura 4.6).

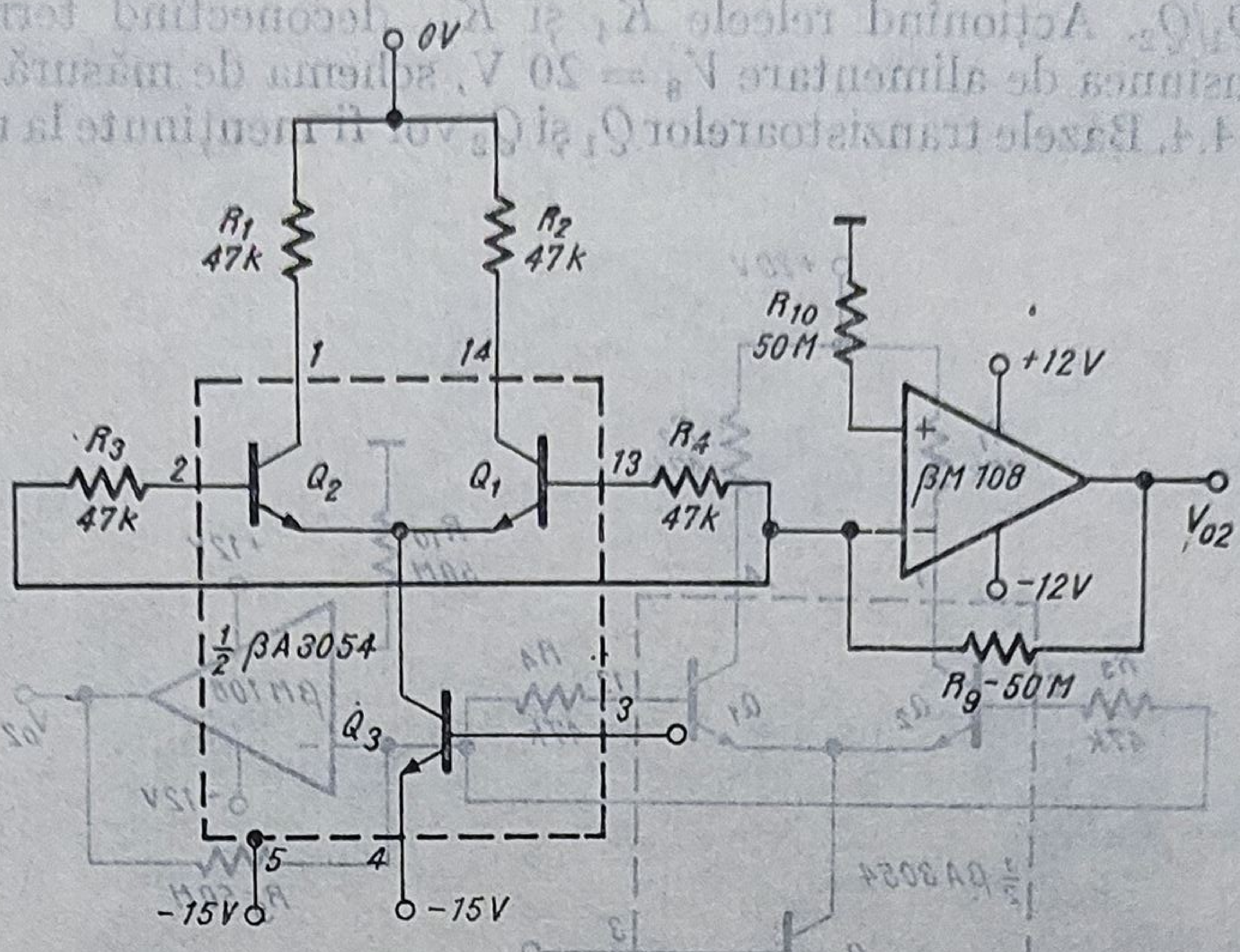


Fig. 4.5. Schema pentru testarea parametrului V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3.

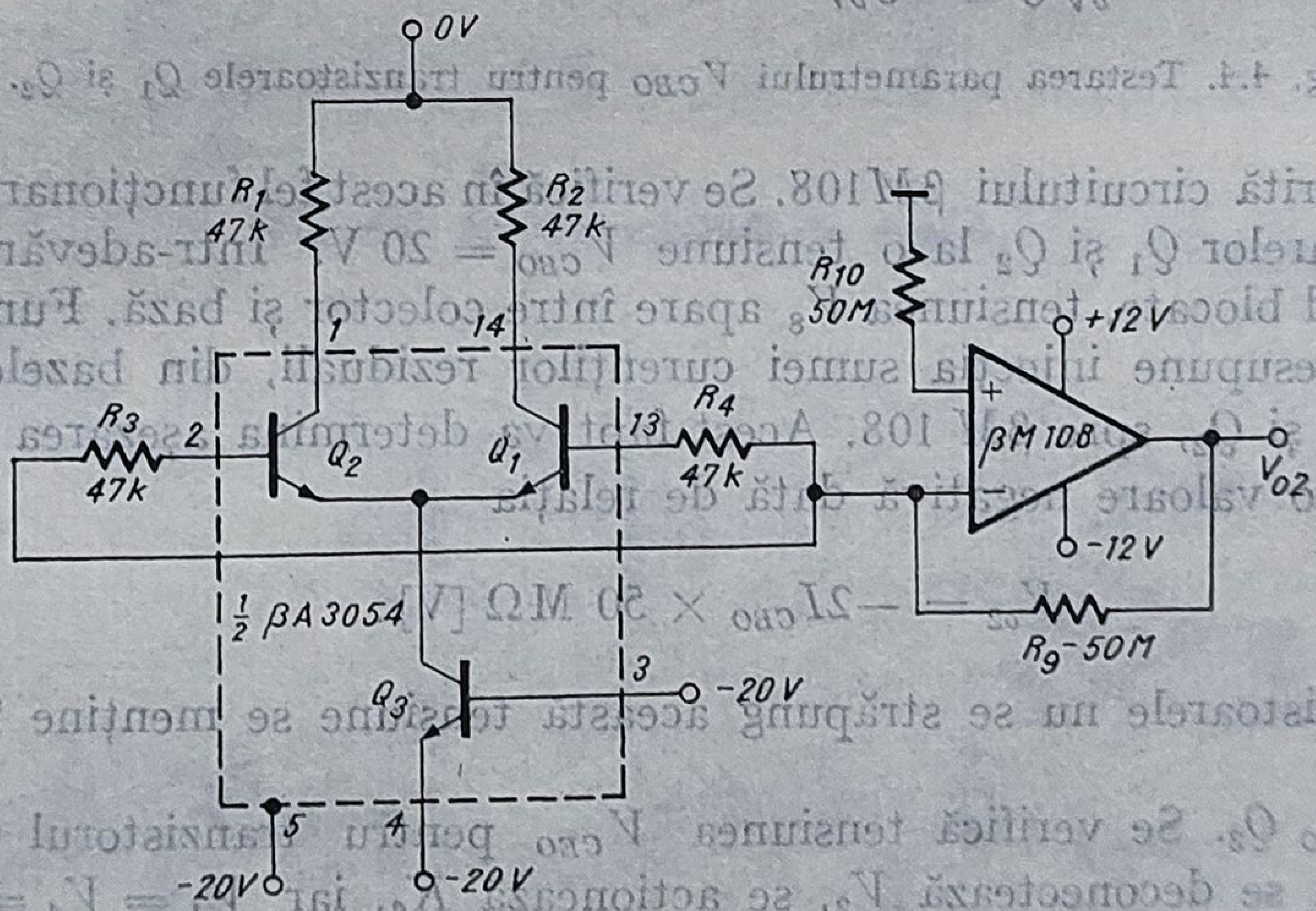


Fig. 4.6. Schema pentru testarea parametrului V_{CBO} pentru tranzistorul Q_3.

5. V_{EBO} Q_2. Se aranjează releele pentru a se obține circuitul echivalent din figura 4.7. Punctele V_2, V_3 și V_0 se deconectează. Tensiunea V_6 este de 5,5 V. În baza lui Q_2 potențialul este 0V, iar în emitorul lui Q_1 potențialul este de aproximativ 5V. Dacă joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_2 nu se străpunge, curentul invers prin această joncțiune se menține sub 100 nA, iar tensiunea V_{o2} va fi între 0 V și -5 V.

6. V_{EBO} Q_1. Se măsoară acționînd K_5 și aducînd K_4 în poziția inițială după care se procedează la fel ca la măsurarea tensiunii $V_{EBO}Q_2$.

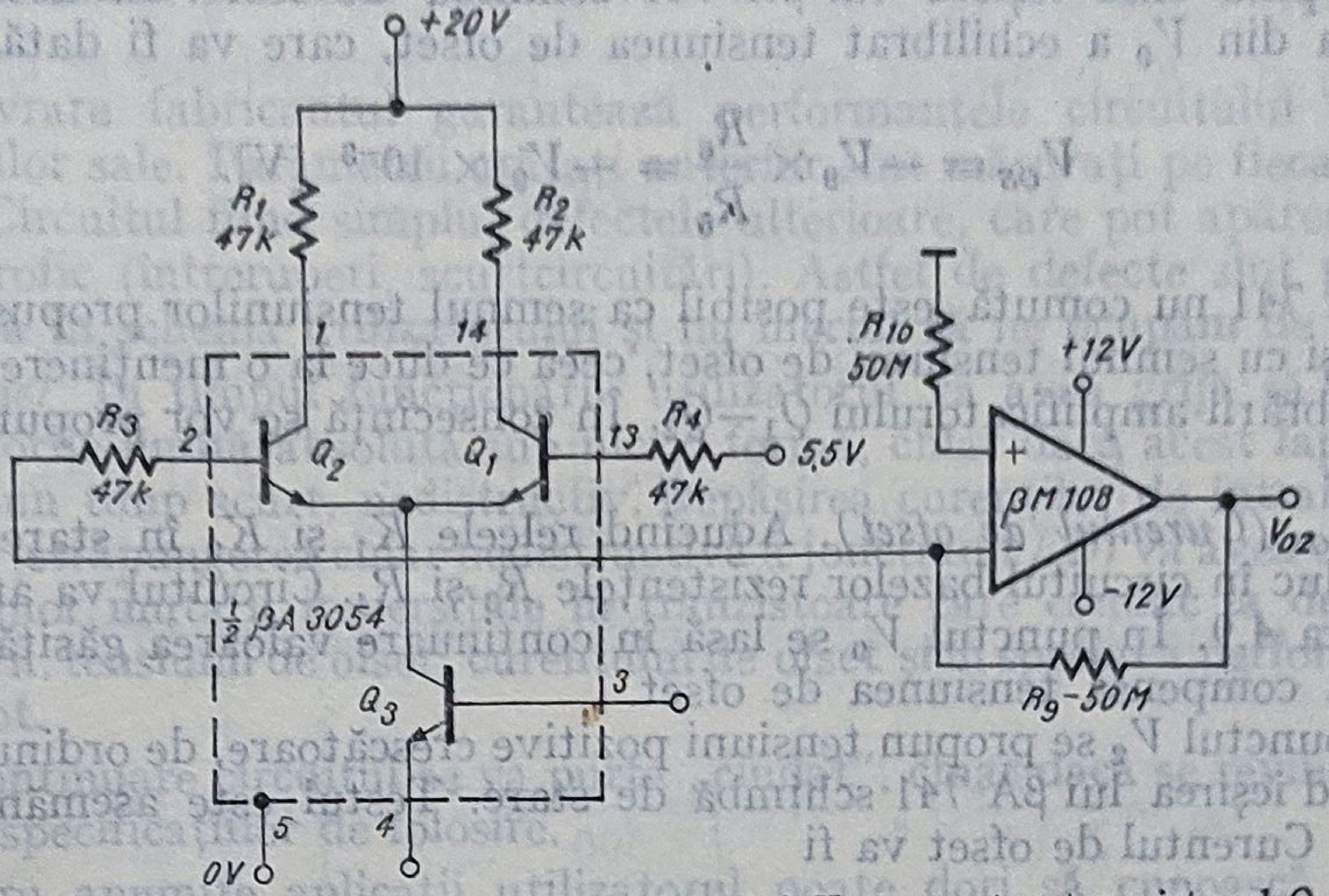


Fig. 4.7. Schema pentru testarea parametrului V_{EBO} pentru tranzistorul Q_2.

7. V_{OS} *(tensiunea de ofset)*. Pentru acest test se aranjează releele și stimulii pentru obținerea circuitului echivalent din figura 4.8. Datorită tensiunii de ofset amplificatorul Q_1-Q_2 va fi dezechilibrat astfel încît V_{o1} va fi 0 sau 24 V. În punctul V_9, se propun tensiuni pozitive, crescătoare, de ordinul

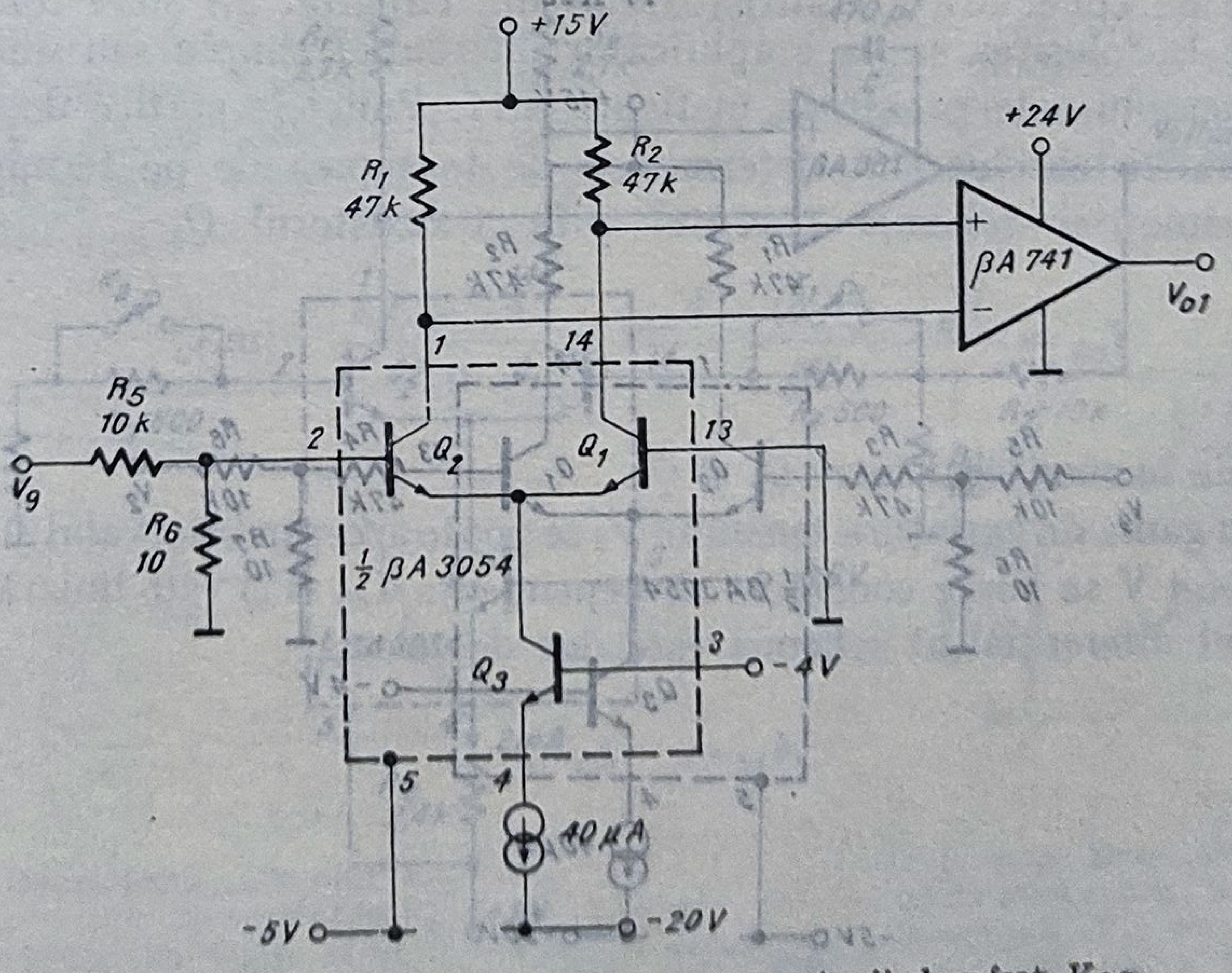


Fig. 4.8. Schema pentru testarea tensiunii de ofset V_{OS}.

volţilor, pînă cînd ieşirea lui β*A* 741 schimbă de stare. În acest moment tensiunea din V_9 a echilibrat tensiunea de ofset, care va fi dată de relaţia

$$V_{OS} = -V_9 \times \frac{R_6}{R_5} = -V_9 \times 10^{-3} \text{ [V]}.$$

Dacă β*A* 741 nu comută este posibil ca semnul tensiunilor propuse în V_9 să fie acelaşi cu semnul tensiunii de ofset, ceea ce duce la o menţinere a sensului dezechilibrării amplificatorului Q_1—Q_2. În consecinţă se vor propune tensiuni negative.

8. I_{OS} *(Curentul de ofset)*. Aducînd releele K_1 şi K_2 în starea iniţială, se introduc în circuitul bazelor rezistenţele R_3 şi R_4. Circuitul va arăta ca cel din figura 4.9. În punctul V_9 se lasă în continuare valoarea găsită anterior, pentru a compensa tensiunea de ofset.

În punctul V_2 se propun tensiuni pozitive crescătoare, de ordinul volţilor, pînă cînd ieşirea lui βA 741 schimbă de stare. Testul este asemănător celui anterior. Curentul de ofset va fi

$$I_{OS} = \frac{V_2}{R_4} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \text{ [mA]}.$$

9. I_{B1} şi I_{B2}. Curenţii de intrare se măsoară în aceleaşi condiţii ca şi curentul de ofset cu excepţia faptului că releele K_1 şi K_2 se acţionează pe rînd. În acest fel se obţin valori pentru I_{B2}, respectiv I_{B1}, date de relaţia

$$I_{B1(2)} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \text{ [mA]}$$

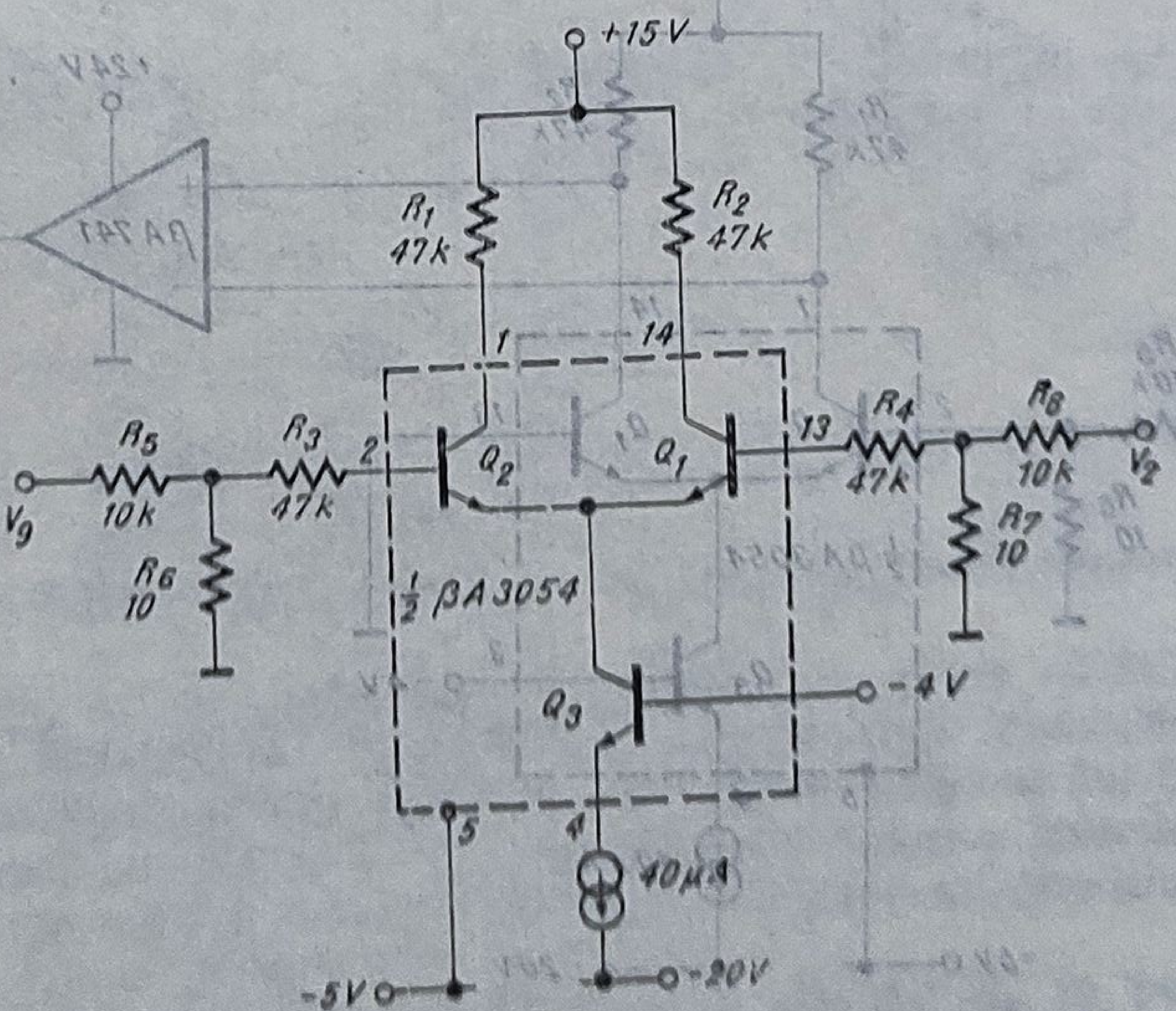


Fig. 4.9. Schema pentru testarea curentului de ofset I_{OS}.

4.2.3. Măsurări la utilizator

La livrare fabricantul garantează performanțele circuitului în limita specificațiilor sale. Parametrii arătați anterior sînt măsurați pe fiecare circuit în parte. Circuitul fiind simplu, defectele ulterioare, care pot apărea, sînt de tip catastrofic (întreruperi, scurtcircuitări). Astfel de defecte sînt puse ușor în evidență în schema utilizatorului și nu merită să ne ocupăm de ele.

Atenție! În timpul funcționării, utilizatorul va avea grijă să nu depășească valorile limită absolută sub nici o formă, chiar dacă acest fapt se produce într-un timp scurt, nedistructiv. Depășirea curenților de intrare maxim admisibili (străpungerea chiar nedistructivă a joncțiunii *EB*) va avea ca urmare apariția unor mutații ireversibile în tranzistoare care conduc la degradarea amplificării, tensiunii de ofset, curentului de ofset și în special a performanțelor de zgomot.

În continuare circuitul se va purta „ciudat", chiar dacă se revine ulterior în limita specificațiilor de folosire.

Pentru anumite aplicații utilizatorul poate dori să cunoască valoarea tensiunii și a curentului de ofset, precum și curenții de intrare. Ca urmare va sorta un circuit dintr-un grup pentru a îmbunătăți performanțele propriei aplicații. Măsurătorile pot fi realizate cu ajutorul schemei din figura 4.10 pentru o jumătate de circuit, cealaltă jumătate măsurîndu-se în mod identic.

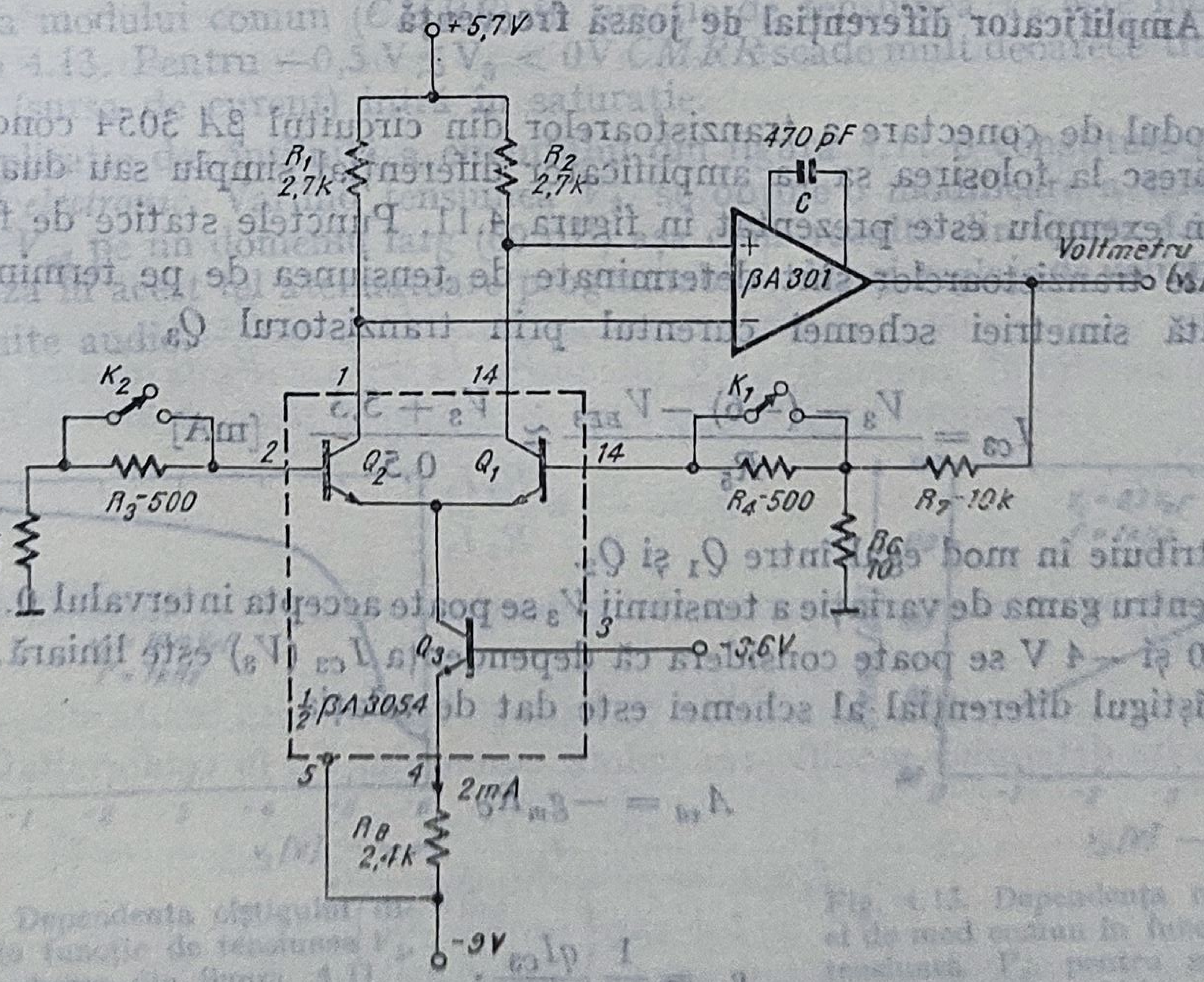


Fig. 4.10. Schema de testare recomandată pentru utilizator.

Secvențele de măsură sînt următoarele:

- Cu K_1, K_2 închise se măsoară V_o. Rezultă *tensiunea de ofset:*

$$V_{OS} = \frac{V_0}{1 + R_7/R_6} \simeq V_o \times 10^{-3}\ [\mathrm{V}].$$

- Cu K_1, K_2 deschise se măsoară V_o. Rezultă *curentul de ofset:*

$$I_{OS} = \frac{1}{R_4}\left(\frac{V_o}{1 + R_7/R_6} - V_{OS}\right) = \frac{1}{500}(10^{-3}\,V_o - V_{OS})\quad [\mathrm{A}].$$

- Cu K_1 deschis și K_2 închis se măsoară *curentul de intrare al tranzistorului* Q_1 citindu-se tensiunea V_o:

$$I_{B1} = \frac{1}{R_3}\left(\frac{R_6}{R_7}\,V_o - V_{OS}\right) = \frac{1}{500}(10^{-3}\,V_o - V_{OS})\quad [\mathrm{A}]$$

4.3. Aplicații

4.3.1. Amplificator diferențial de joasă frecvență

Modul de conectare a tranzistoarelor din circuitul βA 3054 conduce în mod firesc la folosirea sa ca amplificator diferențial simplu sau dual.

Un exemplu este prezentat în figura 4.11. Punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor sînt determinate de tensiunea de pe terminalul 3. Datorită simetriei schemei curentul prin tranzistorul Q_3

$$I_{C3} = \frac{V_3 - (-6) - V_{BE3}}{R_5} \simeq \frac{V_3 + 5{,}3}{0{,}5}\quad [\mathrm{mA}]$$

se distribuie în mod egal între Q_1 și Q_2.

Pentru gama de variație a tensiunii V_3 se poate accepta intervalul 0...−6V. Între 0 și −4 V se poate considera că dependența I_{C3} (V_3) este liniară.

Cîștigul diferențial al schemei este dat de relația

$$A_{vd} = -g_m R_C$$

unde

$$g_m = \frac{1}{2}\,\frac{qI_{C3}}{kT}.$$

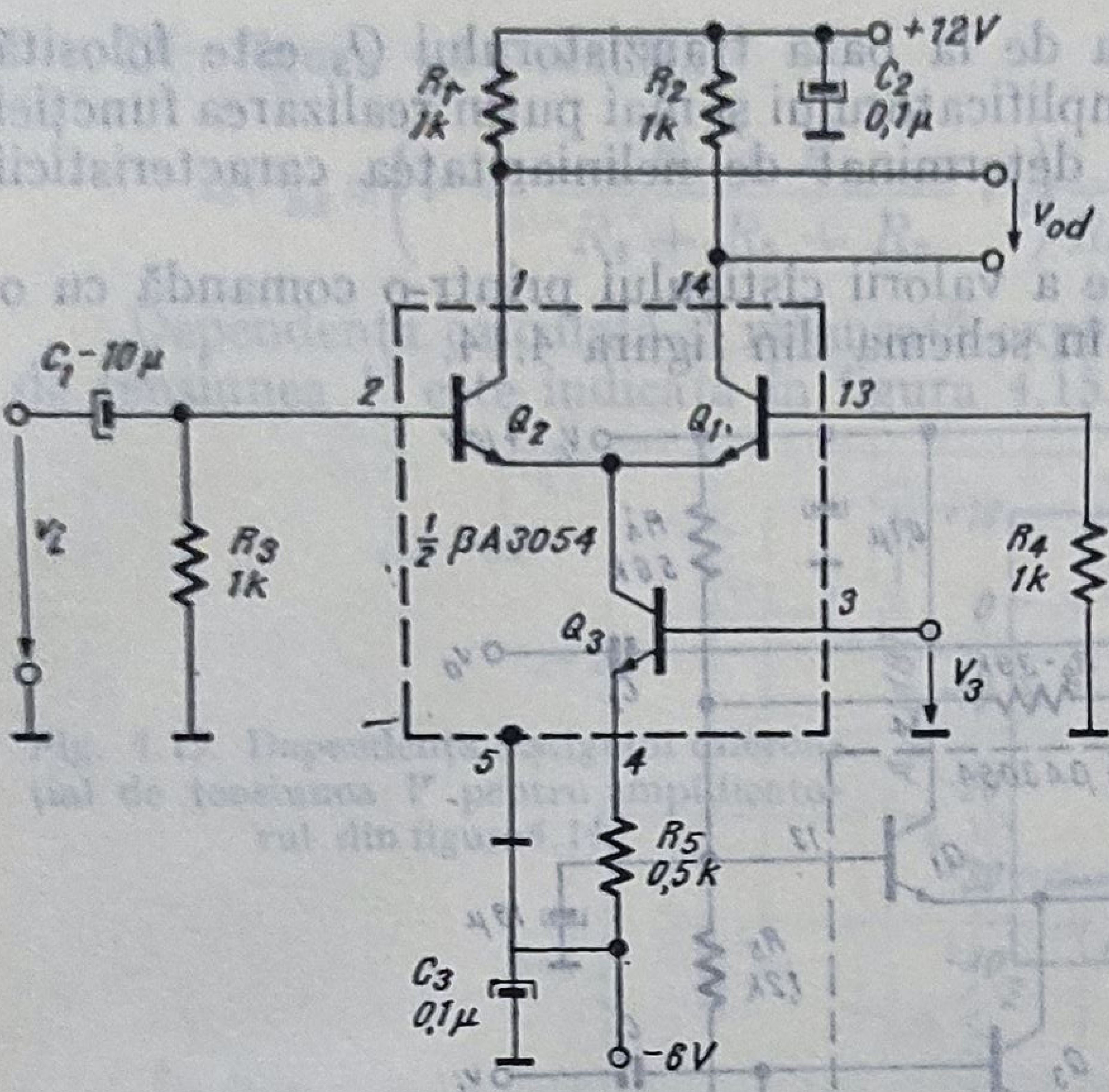


Fig. 4.11. Amplificator diferenţial de joasă frecvenţă.

Dependenţa cîştigului diferenţial în funcţie de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.12.

Circuitul are o bună rejecţie de mod comun. Dependenţa raportului de rejecţie a modului comun (*CMRR*) în funcţie de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.13. Pentru $-0{,}5\,V \lesssim V_3 < 0\,V$ *CMRR* scade mult deoarece tranzistorul Q_3 (sursa de curent) intră în saturaţie.

O aplicaţie des întîlnită a circuitului din figura 4.11 o constituie *potenţiometrul electronic*. Variind tensiunea V_3, se obţine o modificare a tensiunii de ieşire V_{od} pe un domeniu larg (60 dB) aşa cum rezultă din figura 4.12. Se pot realiza în acest fel atenuatoare programabile, dar şi reglaje de volum pentru circuite audio.

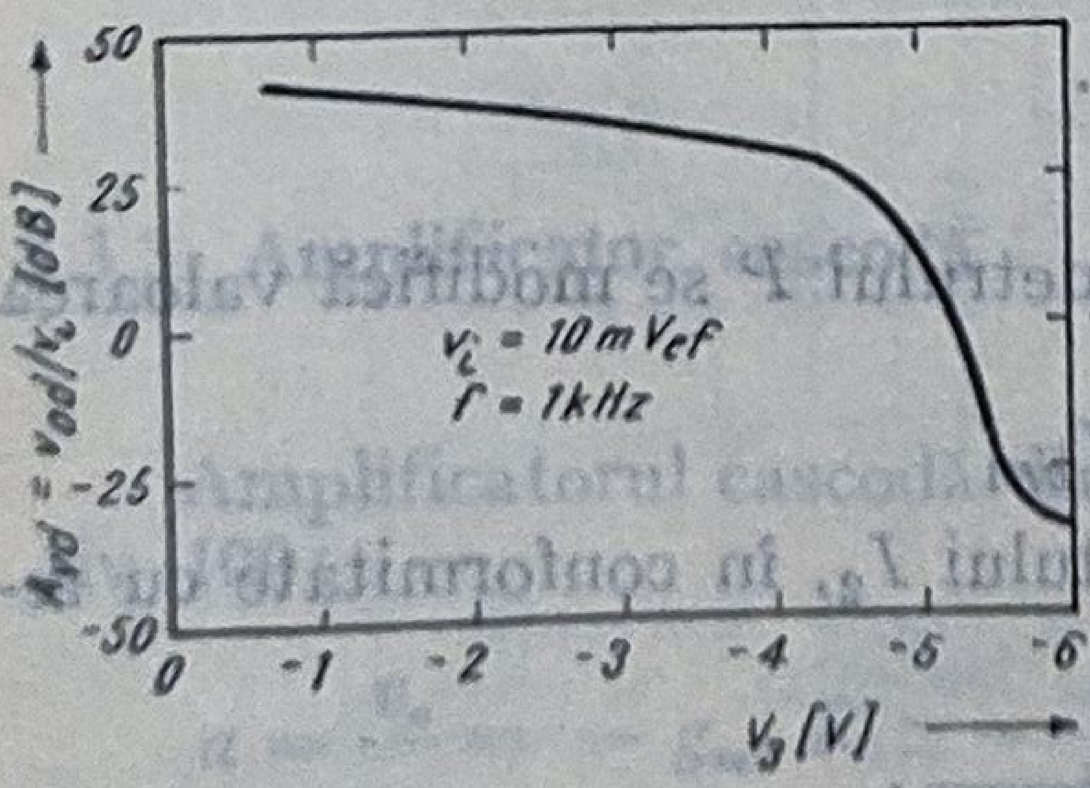


Fig. 4.12. Dependenţa cîştigului diferenţial în funcţie de tensiunea V_3, pentru schema din figura 4.11.

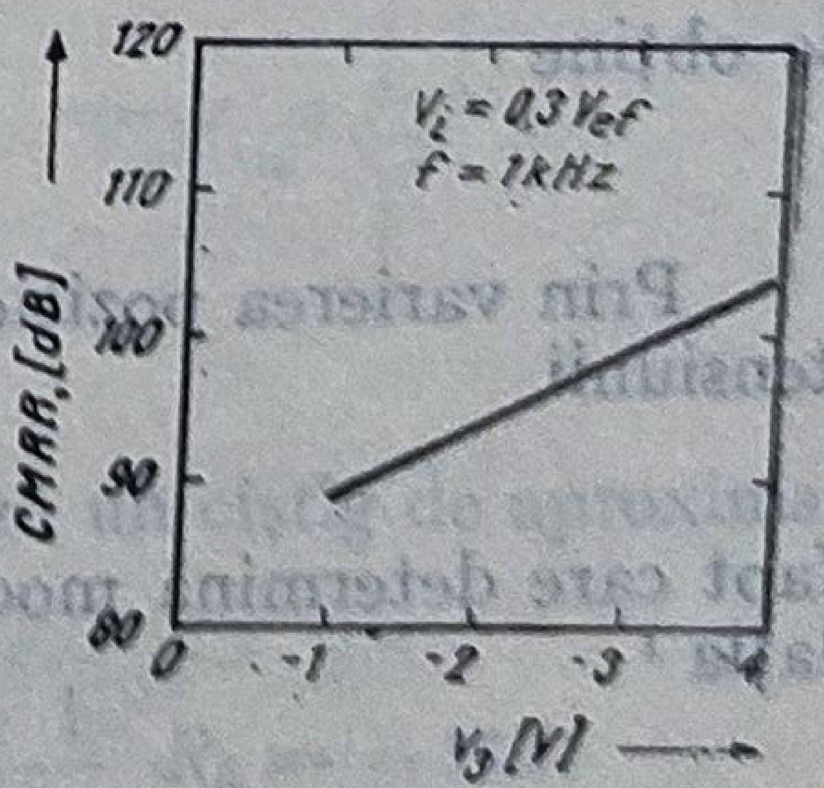


Fig. 4.13. Dependenţa rejecţiei de mod comun în funcţie de tensiunea V_3, pentru schema din figura 4.11.

Totuși, în general, comanda de la baza tranzistorului Q_3 este folosită pentru operarea pornit-oprit a amplificatorului și mai puțin realizarea funcției de atenuator programabil, fapt determinat de neliniaritatea caracteristicii $A_{vd}(V_3)$.

O altă metodă de modificare a valorii cîștigului printr-o comandă cu o tensiune de c.c. este prezentată în schema din figura 4.14.

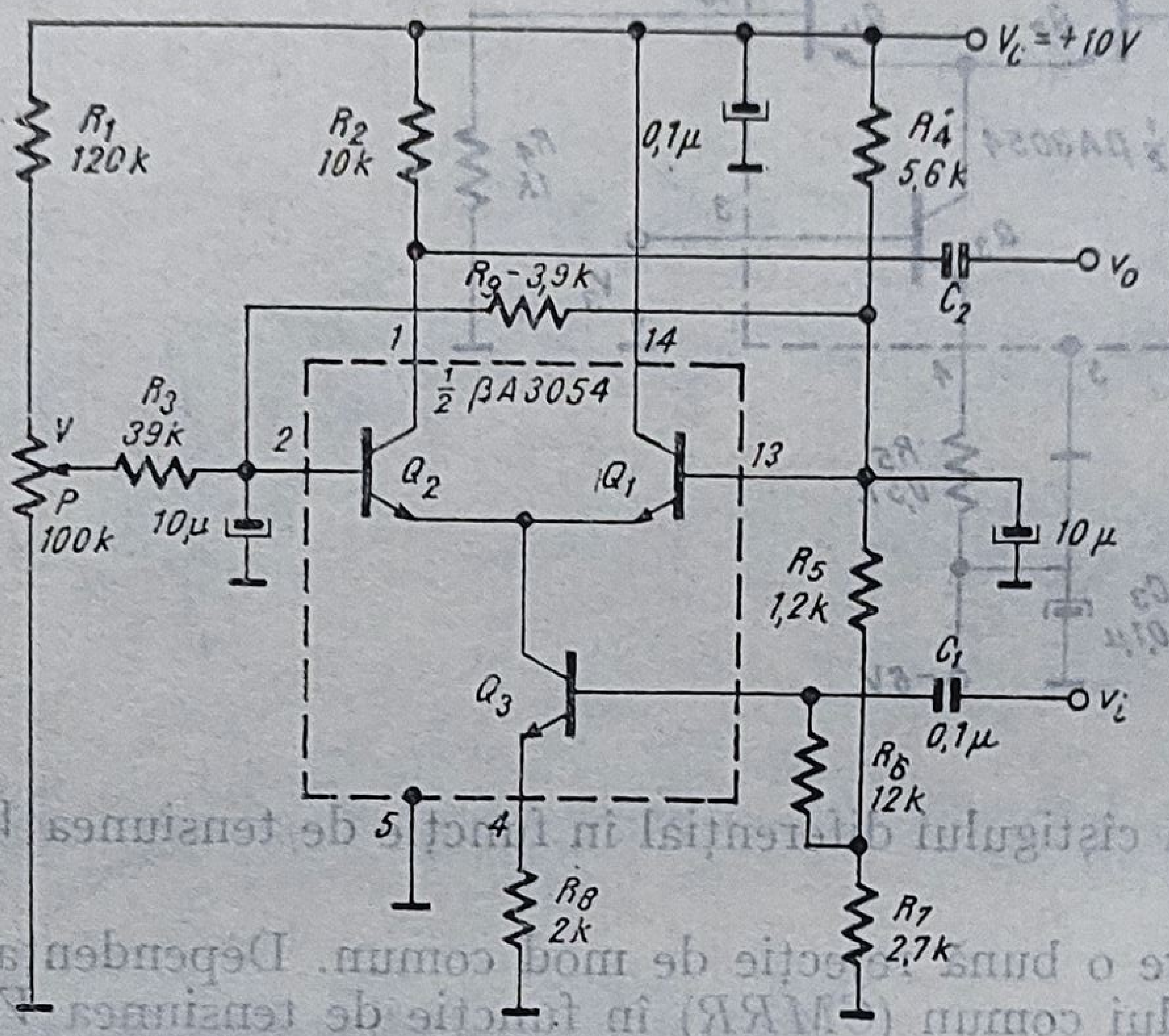


Fig. 4.14. Amplificator diferențial de joasă frecvență cu cîștig reglabil.

Observînd că expresia tensiunii de la ieșire este[1,2] (tranzistoarele Q_1, Q_2 se presupun perfect împerecheate)

$$v_o \simeq R_2 i_{c3} \frac{\frac{1}{g_{m1}}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} = R_2 \frac{v_i}{R_8} \frac{I_2}{I_1 + I_2} = \frac{R_2}{R_8}\frac{I_2}{I_3} v_i,$$

se obține

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_2}{R_8}\frac{I_2}{I_3}.$$

Prin varierea poziției cursorului potențiometrului P se modifică valoarea tensiunii

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

fapt care determină modificarea valorii curentului I_2, în conformitate cu relația [1]

$$I_2 \simeq \frac{I_3}{1 + \exp\left(-\frac{q\Delta V_{BE}}{kT}\right)},$$

deci și a valorii cîștigului a_v.

Din figura 4.14 rezultă

$$\Delta V_{BE} \approx \left(V - \frac{R_5 + R_7}{R_4 + R_5 + R_7} V_0\right) \frac{R_9}{R_8 + R_9} \approx \frac{V - 4{,}11}{11} \quad [\mathrm{V}].$$

Dependenţa calculată şi măsurată experimental a cîştigului a_v în funcţie de tensiunea V este indicată în figura 4.15.

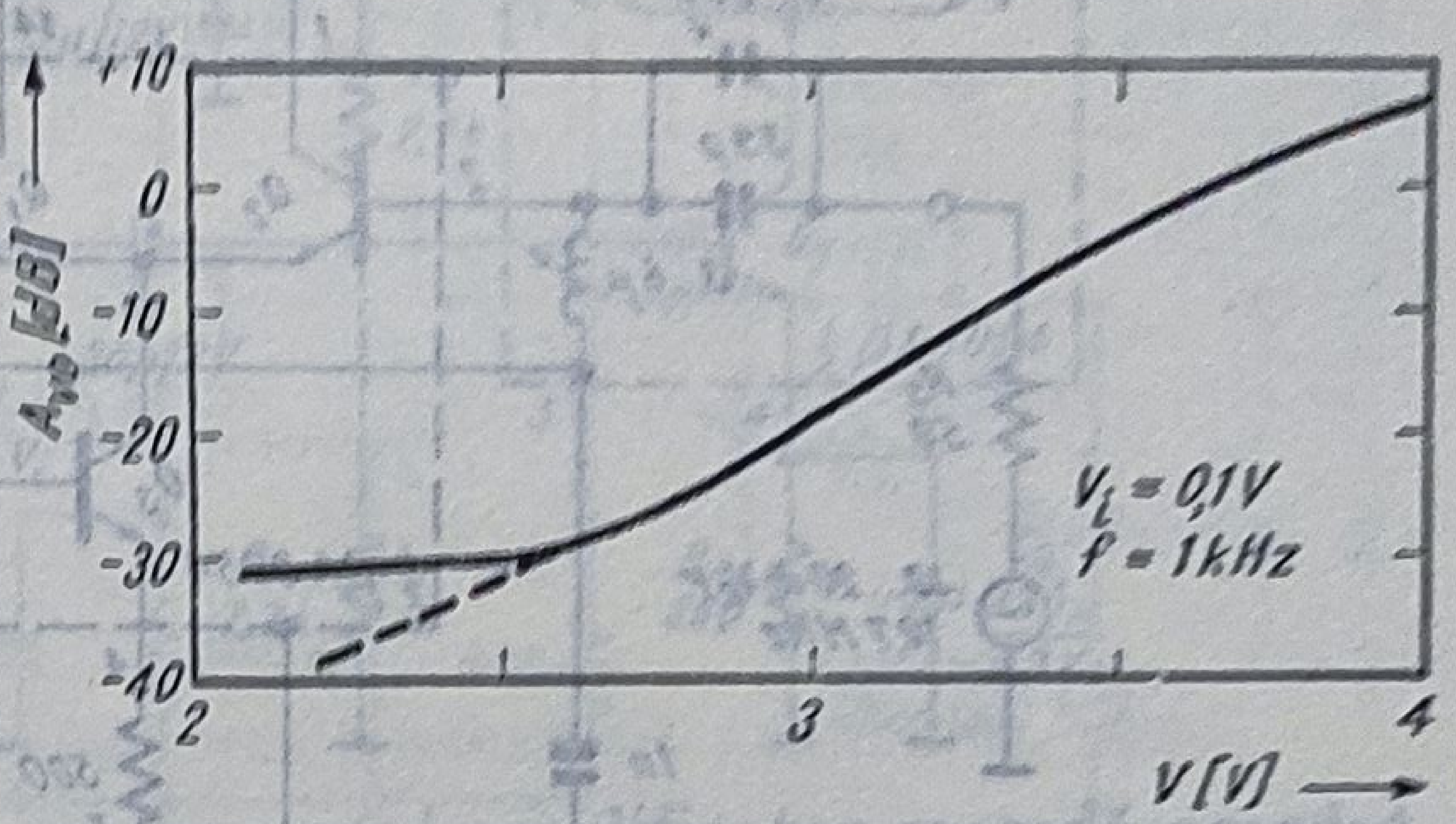


Fig. 4.15. Dependenţa cîştigului diferenţial de tensiunea V pentru amplificatorul din figura 4.14.

4.3.2. Amplificator diferenţial de înaltă frecvenţă

Pentru frecvenţe de peste 10 MHz se poate folosi amplificatorul din figura 4.16, în care se utilizează circuite acordate la o frecvenţă dată [7]. Astfel de amplificatoare se folosesc în etajele de radiofrecvenţă (*RF*) sau de frecvenţă intermediară (*FI*). Circuitele din figura 4.16 au cîştigul maxim în putere de 30 dB şi 18 dB la frecvenţa de 10,7 MHz şi, respectiv, 100 MHz. Reglarea amplificării se face cu ajutorul potenţiometrului de 5 kΩ şi are la bază modificarea curentului furnizat de sursa Q_3 aşa cum s-a arătat în § 4.3.1.

O măsură de precauţie care trebuie luată este de a aduna toate traseele de masă într-un singur punct, la terminalul *5* al circuitului. În măsura în care este posibil este de dorit şi realizarea unei ecranări intrare/ieşire.

4.3.3. Amplificator cascodă

Amplificatorul cascodă din figura 4.17 [2] realizează un cîştig de aproximativ 100:

$$a = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m3} R_5 \simeq -\frac{q}{kT} \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_5} V_c \frac{1}{R_4} R_5 = -117.$$

Raţiunea folosirii tranzistorului cu baza comună rezidă în creşterea de cîteva ori a benzii de lucru, faţă de amplificatorul clasic cu emitorul comun

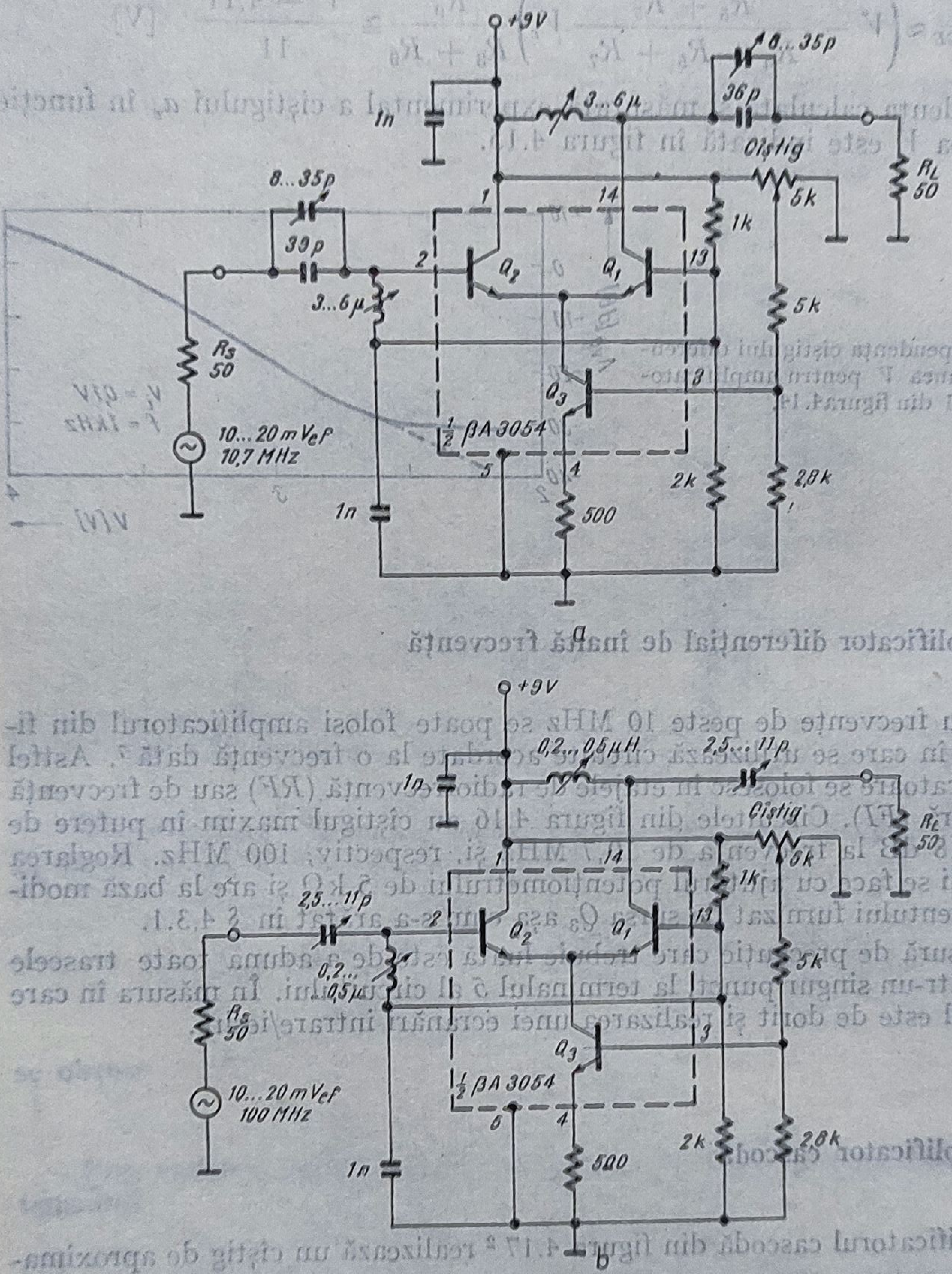
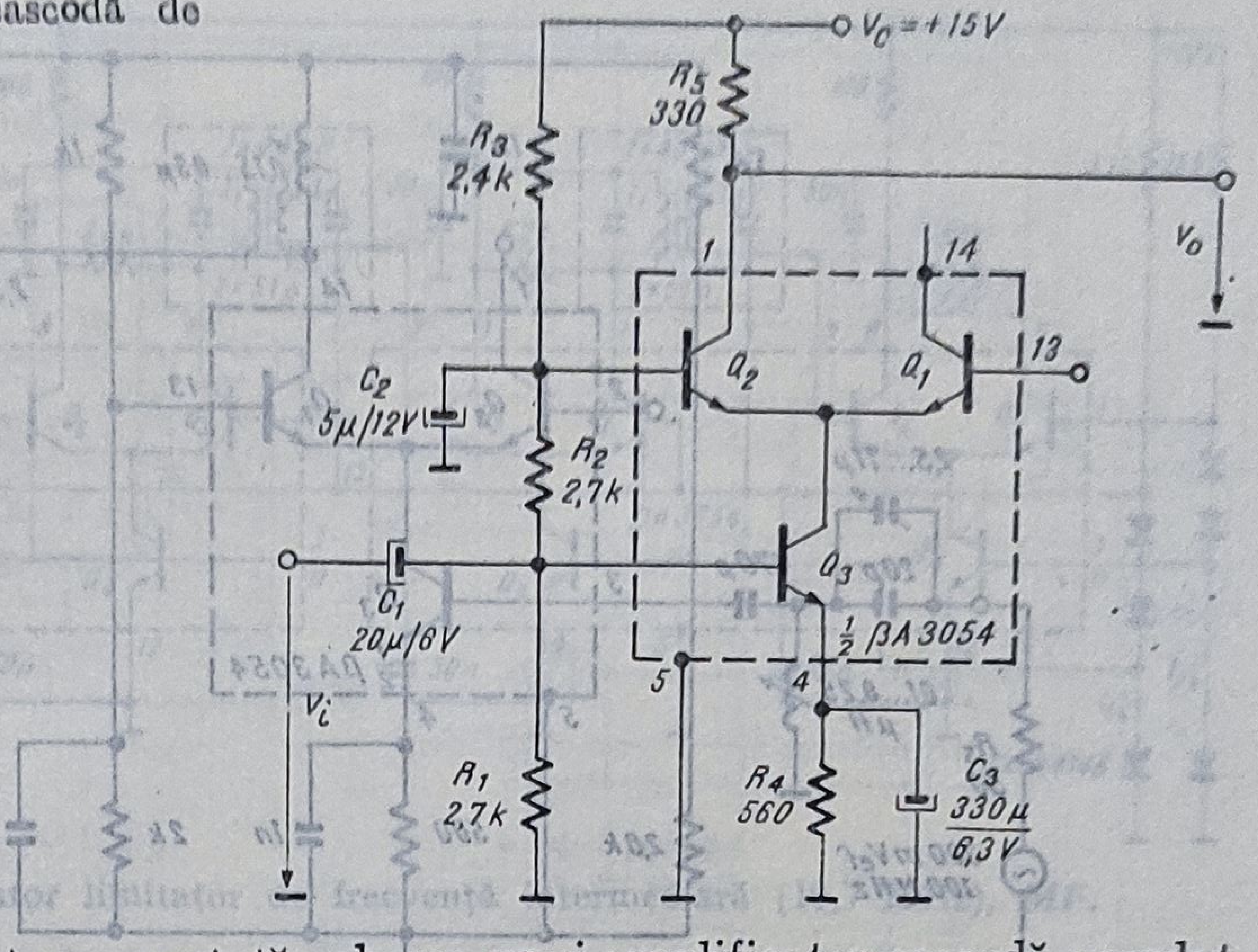


Fig. 4.16. Amplificatoare diferenţiale de înaltă frecvenţă: (*a*) pentru 10 MHZ; (*b*) pentru 100 MHz.

(tranzistorul Q_3 lucrează pe emitorul lui Q_2, cîştigul său în tensiune fiind unitar, deci efectul capacităţii colector-bază a tranzistorului Q_3 este redus la minimum). Banda amplificatorului este de ordinul a 20 ... 30 MHz.

Fig. 4.17. Amplificator cascodă de joasă frecvență.



În figura 4.18 este prezentată schema unui amplificator cascodă acordat, proiectat pentru frecvențe de 10 ... 100 MHz [7]. Spre deosebire de circuitul din figura 4.17 polarizarea generatorului de curent Q_3 este separată de circuitul de polarizare al tranzistorului Q_1 în ideea unei izolări mai eficiente a intrării de ieșire. Traseele de masă de la intrare și de la ieșire trebuie adunate într-un singur punct. Decuplările se proiectează cît mai scurt chiar lîngă terminalele circuitului. Acordul se face pentru obținerea puterii maxime la ieșire, pe o sarcină de 50 Ω. Cîștigul în putere măsurat este de 40 dB pentru un semnal de 10,7 MH și de 20 dB pentru 100 MHz.

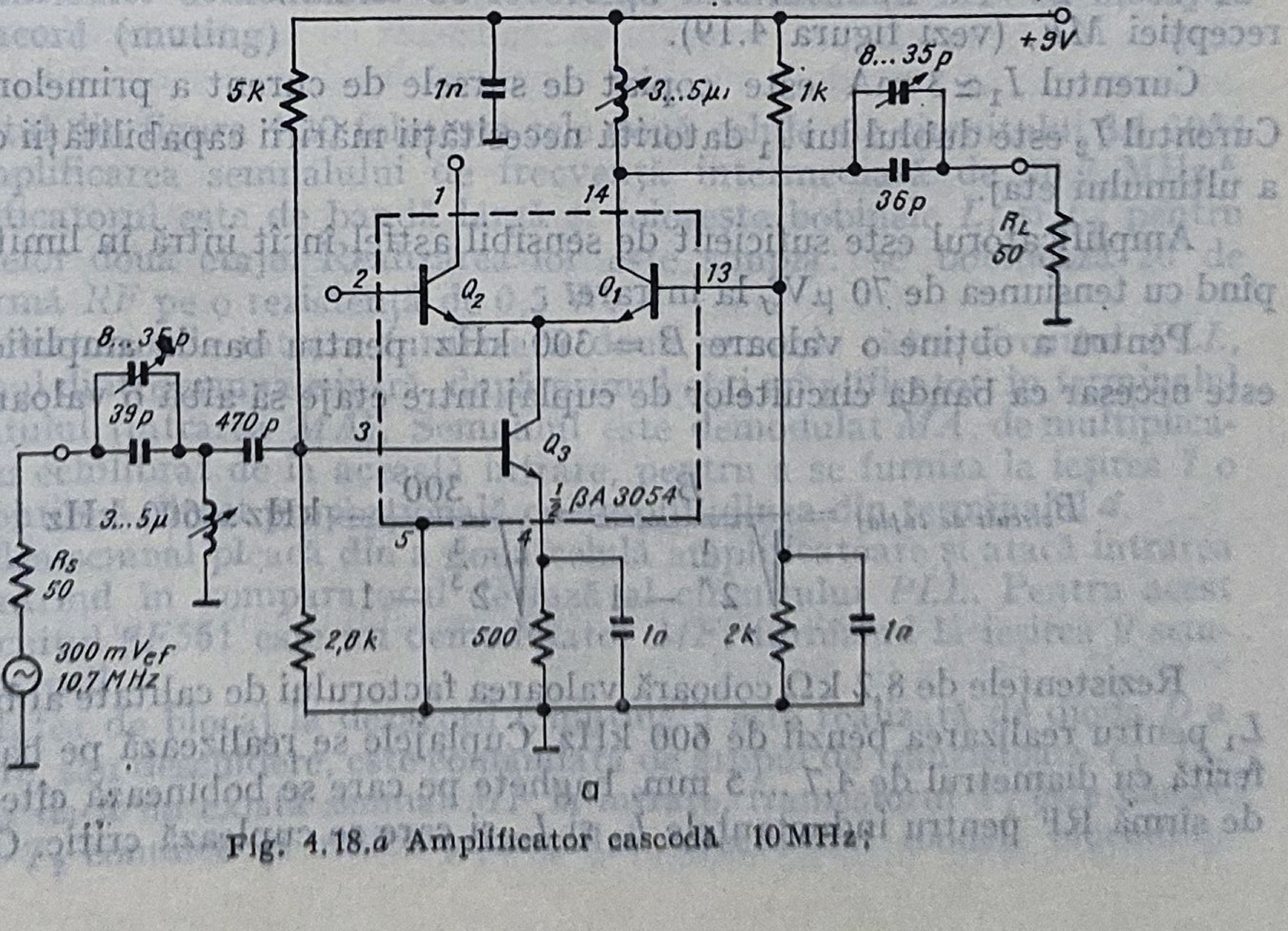


Fig. 4.18.a Amplificator cascodă 10 MHz.

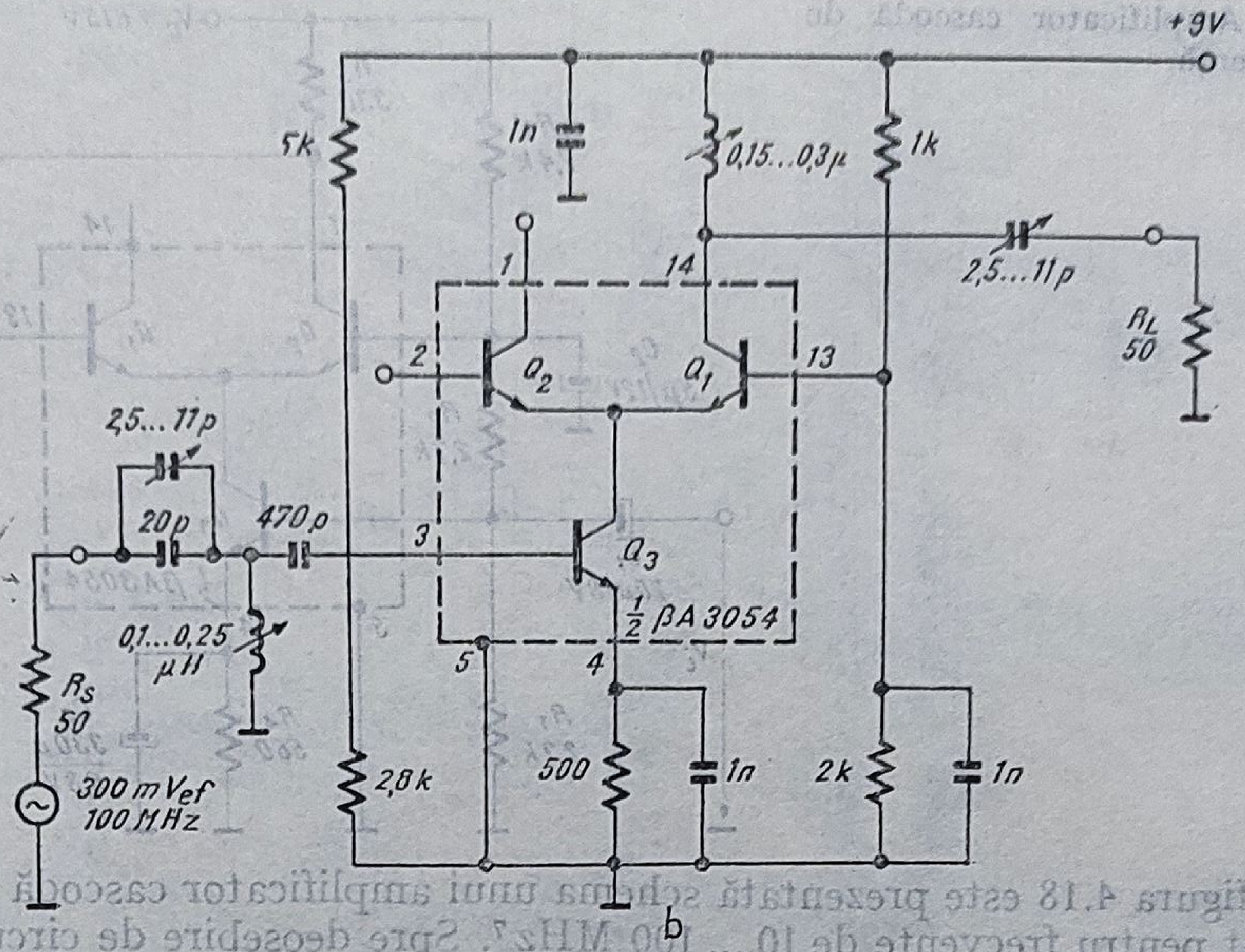


Fig. 4.18.b Amplificator cascodă acordat (100 MKz)

4.3.4. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), *MF*

Folosind amplificatorul diferențial descris în § 4.3.2 se poate realiza un amplificator limitator de frecvență intermediară (*FI*) de 10,7 MHz, necesar recepției *MF*, (vezi figura 4.19).

Curentul $I_1 \simeq 3$ mA este copiat de sursele de curent a primelor 3 etaje. Curentul I_2 este dublul lui I_1 datorită necesității măririi capabilității de curent a ultimului etaj.

Amplificatorul este suficient de sensibil astfel încît intră în limitări începînd cu tensiunea de 70 μV_{ef} la intrare.

Pentru a obține o valoare $B = 300$ kHz pentru banda amplificatorului este necesar ca banda circuitelor de cuplaj între etaje să aibă o valoare [2]

$$B_{circuit\ de\ cuplaj} = \frac{B}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} = \frac{300}{\sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1}} \text{ kHz} \simeq 600 \text{ kHz}$$

Rezistențele de 8,2 kΩ coboară valoarea factorului de calitate al bobinelor L_1 pentru realizarea benzii de 600 kHz. Cuplajele se realizează pe baghete de ferită cu diametrul de 4,7 ... 5 mm, baghete pe care se bobinează cîte 20 spire de sîrmă RF pentru inductanțele L_1 și L_2 și care se cuplează critic. Capacită-

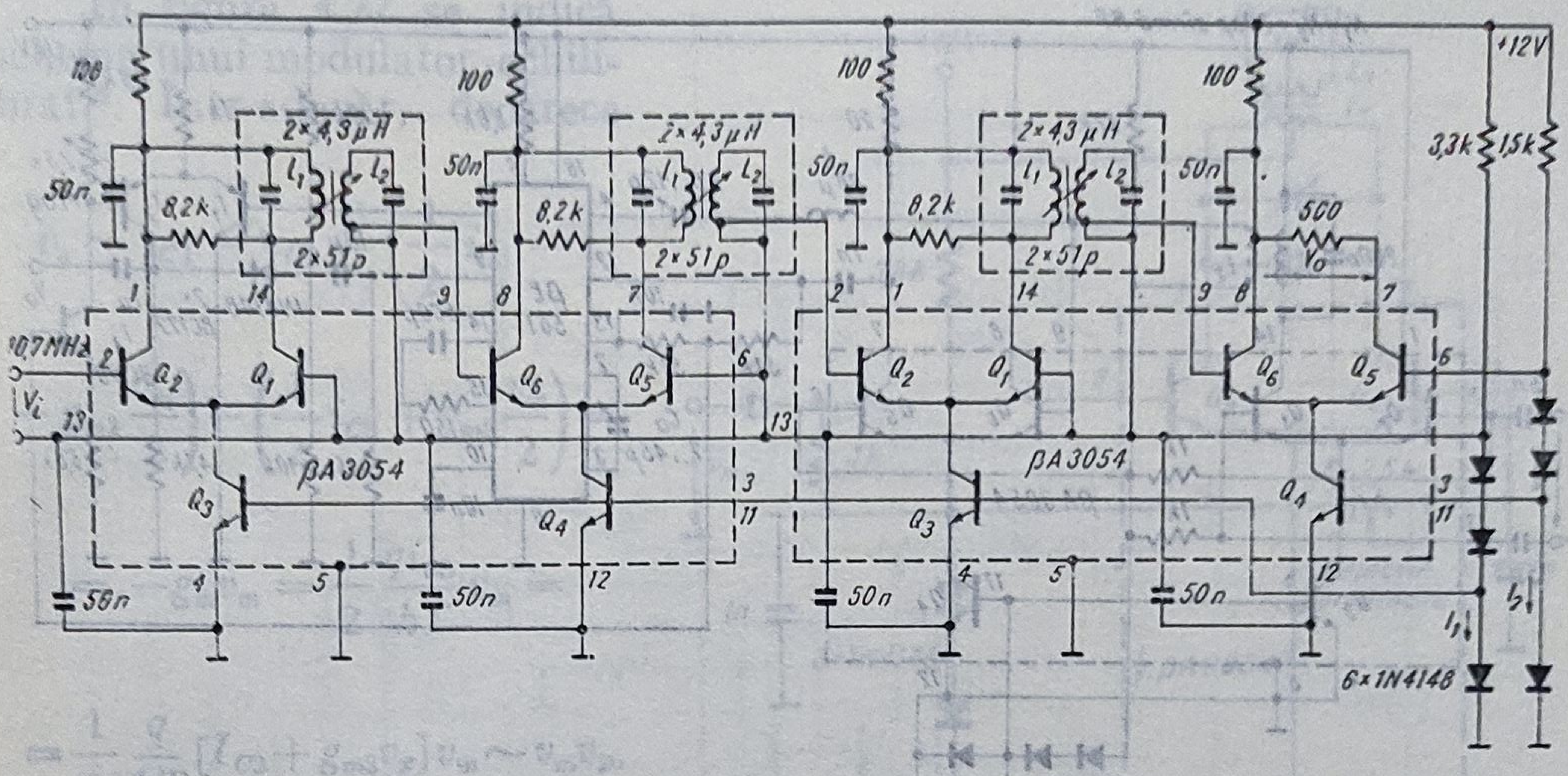


Fig. 4.19. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), *MF*.

țile de 50 pF sînt capacități totale (bobină + condensator) și se determină experimental prin măsurare cu un *Q*-metru.

La frecvența de 10,7 MHz amplificatorul nu ridică probleme de realizare dacă se are în vedere izolarea intrării de ieșire. Pentru o stabilitate bună s-a prevăzut o filtrare suplimentară pe alimentare pentru fiecare celulă amplificatoare, cu un grup *RC* de 100 Ω și 50 nF.

4.3.5. Amplificator demodulator de frecvență intermediară *MF* cu blocaj la dezacord (muting)

Circuitul din figura 4.20 folosește cele două celule ale circuitului β*A* 3054 pentru amplificarea semnalului de frecvență intermediară de 10,7 MHz [5].

Amplificatorul este de bandă largă și folosește bobinele L_1 și L_2 pentru cuplarea celor două etaje. Realizarea lor este simplă: se bobinează 20 de spire de sîrmă *RF* pe o rezistență de 0,5 W.

Amplificatorul de intrare furnizează două semnale către circuitul *PLL*, β*E* 561. Unul dintre semnale intră, după primul etaj amplificator, în terminalul *4* al circuitului (intrarea *MA*). Semnalul este demodulat *MA*, de multiplicatorul dublu echilibrat de la această intrare, pentru a se furniza la ieșirea *1* o tensiune continuă direct proporțională cu amplitudinea din terminalul *4*.

Al doilea semnal pleacă din a doua celulă amplificatoare și atacă intrarea *12*, *MF*, intrînd în comparatorul de fază al circuitului *PLL*. Pentru acest semnal circuitul β*E*561 este un demodulator *MF*, furnizînd la ieșirea *9* semnalul audio util.

Facilitatea de blocaj la dezacord („muting") este realizată de dioda *D* a cărei blocare, sau deschidere, este comandată de grupul de tranzistoare T_1, T_2. Într-adevăr dacă nu există semnal *MF* la intrare, tranzistorul T_1 este blocat în timp ce T_2 conduce și ridică potențialul colectorului diodei, blocînd-o.

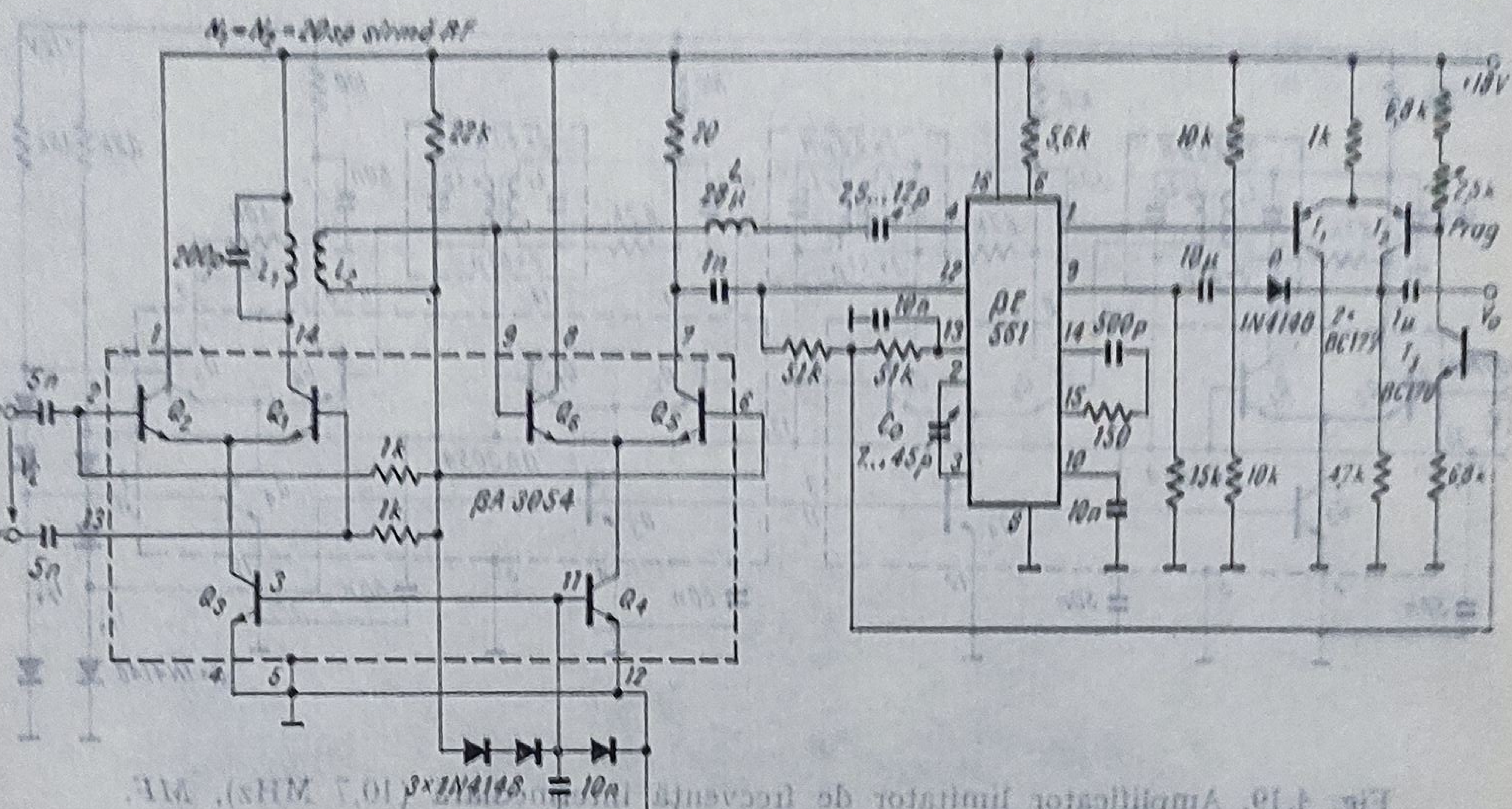


Fig. 4.20. Amplificator demodulator de frecvență intermediară (10,7 MHz), *MF*, cu blocaj la dezacord.

În prezența semnalului la intrare T_2 se blochează și dioda se deschide, cuplînd semnalul audio la ieșire. Tensiunea de prag a blocării la dezacord este reglată cu potențiometrul de 2,5 kΩ și depinde de curentul furnizat de tranzistorul T_3. Polarizarea acestui tranzistor este realizată cu ajutorul polarizării interne a circuitului βE561, prin intrările *12* și *13* pentru menținerea unui cuplaj termic între circuitul *PLL* și pragul de blocare la dezacord.

Pentru demodularea *MA* circuitul βE561 are nevoie de un circuit de defazare cu 90° la intrarea *4*. Aceasta se realizează cu un circuit *LC*, care se acordează pentru amplitudine maximă a semnalului de la terminalul *1*.

4.3.6. Modulatoare *MA*

În figura 4.21 se prezintă o schemă de modulator MA[5]. Funcționarea schemei este descrisă de relațiile:

$$i_{C1} = \frac{1}{2} i_{C3} - g_{m1} \frac{v_m}{2} = \frac{1}{2} i_{C3} - \frac{q i_{C3}}{2kT} \frac{v_m}{2} =$$

$$= \frac{1}{2} [I_{C3} + g_{m3} v_p] \left[1 - \frac{q v_m}{2kT}\right] = \frac{1}{2} I_{C3} \left(1 + \frac{q v_p}{kT}\right) \left(1 - \frac{q v_m}{kT}\right)$$

Amplitudinea purtătoarei (V_p) și a semnalului modulator (V_m) trebuie să satisfacă condiția de semnal mic

$$V_m, V_p \ll \frac{kT}{q},$$

valorile curente fiind de ordinul a 10 mV.

În figura 4.22 se indică schema unui modulator echilibrat[5]. Într-adevăr, deoarece

$$v_o \sim i_{C1} - i_{C2} = \left(\frac{1}{2} i_{C3} - g_{m1}\frac{v_m}{2}\right) - \left(\frac{1}{2} i_{C3} + g_{m2}\frac{v_m}{2}\right) =$$

$$= -g_m v_m = \frac{1}{2}\frac{q i_{C3}}{kT} v_m =$$

$$= \frac{1}{2}\frac{q}{kT}[I_{C3} + g_{m3} v_p] v_m \sim v_m v_p,$$

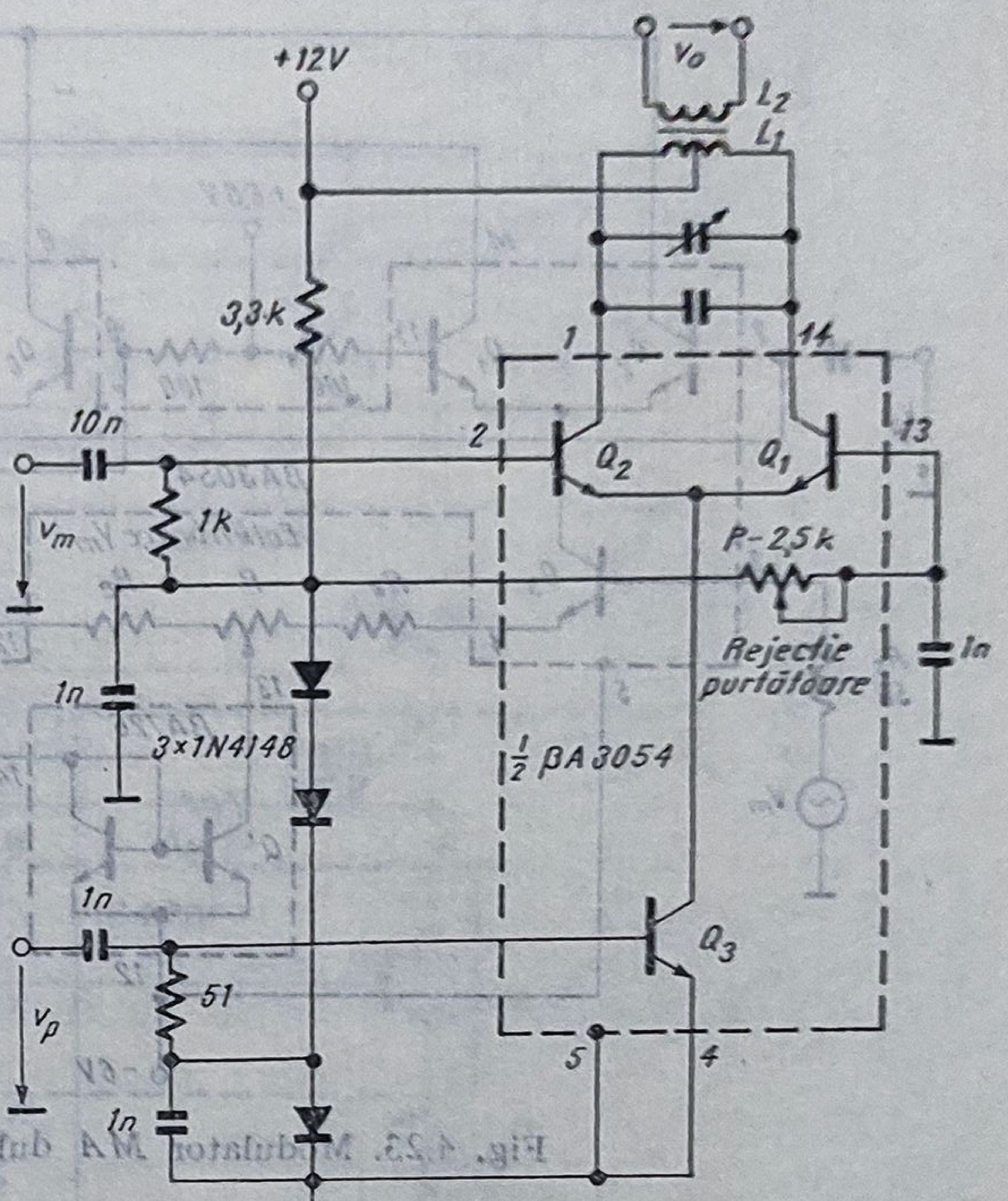


Fig. 4.21. Modulator *MA*.

unde s-a ținut cont că $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, rezultă că purtătoarea este eliminată.

Cu acest circuit se poate obține o rejecție a purtătoarei de 30 ... 40 dB. Din potențiometrul P (vezi figura 4.22) se reglează maximumul rejecției (se stabilește $v_m \equiv 0$ și se caută minimul semnalului v_o).

Și în acest caz se impune condiția $V_m, V_p \ll kT/q$.

Circuitul a cărui schemă este reprezentată în figura 4.23, numit modulator dublu echilibrat, reușește să elimine din spectrul tensiunii de la ieșire atît componenta ω_p cît și componenta ω_m fără a face apel — așa cum se întîmpla în schemele descrise anterior — la circuite acordate.

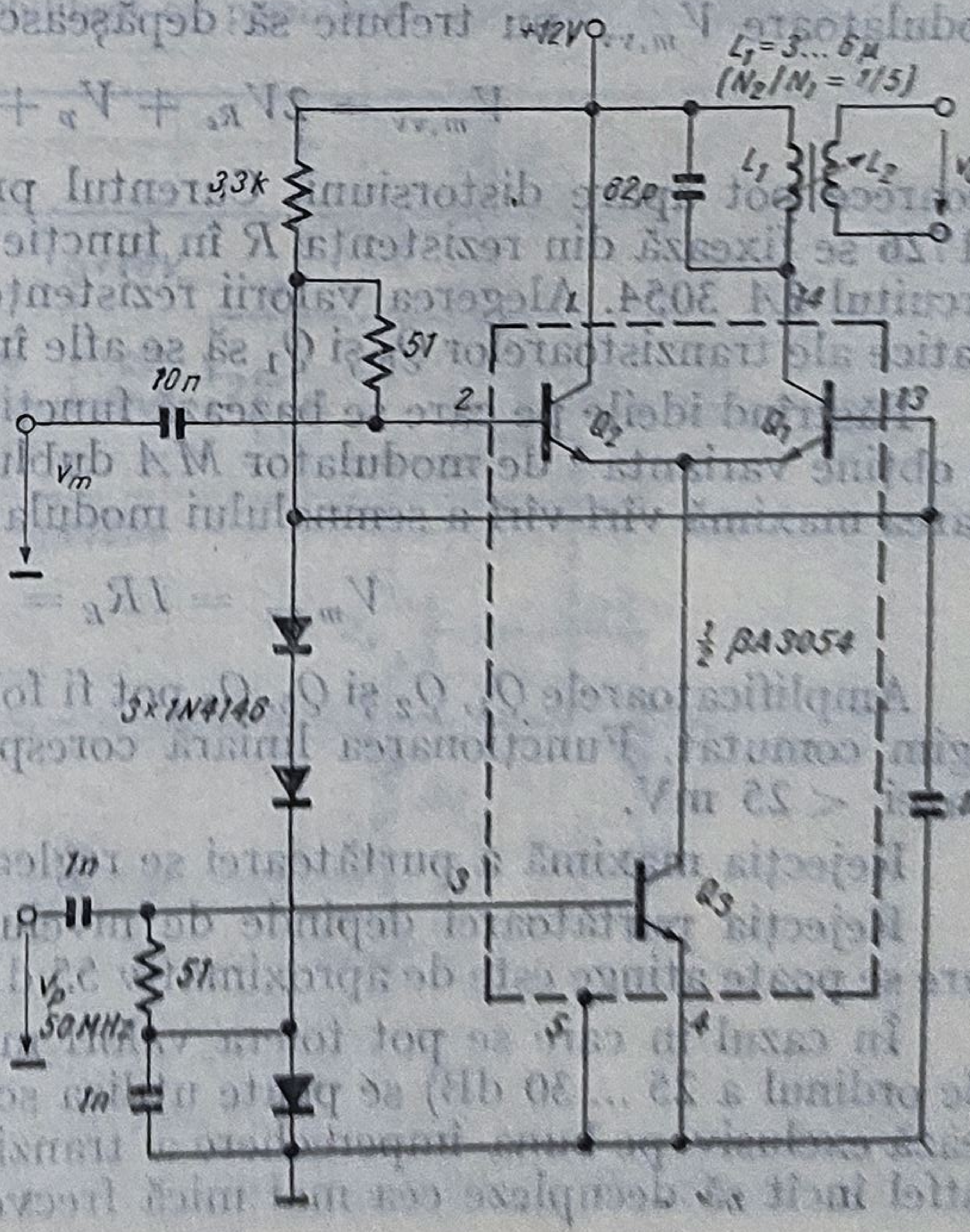


Fig. 4.22. Modulator *MA* echilibrat.

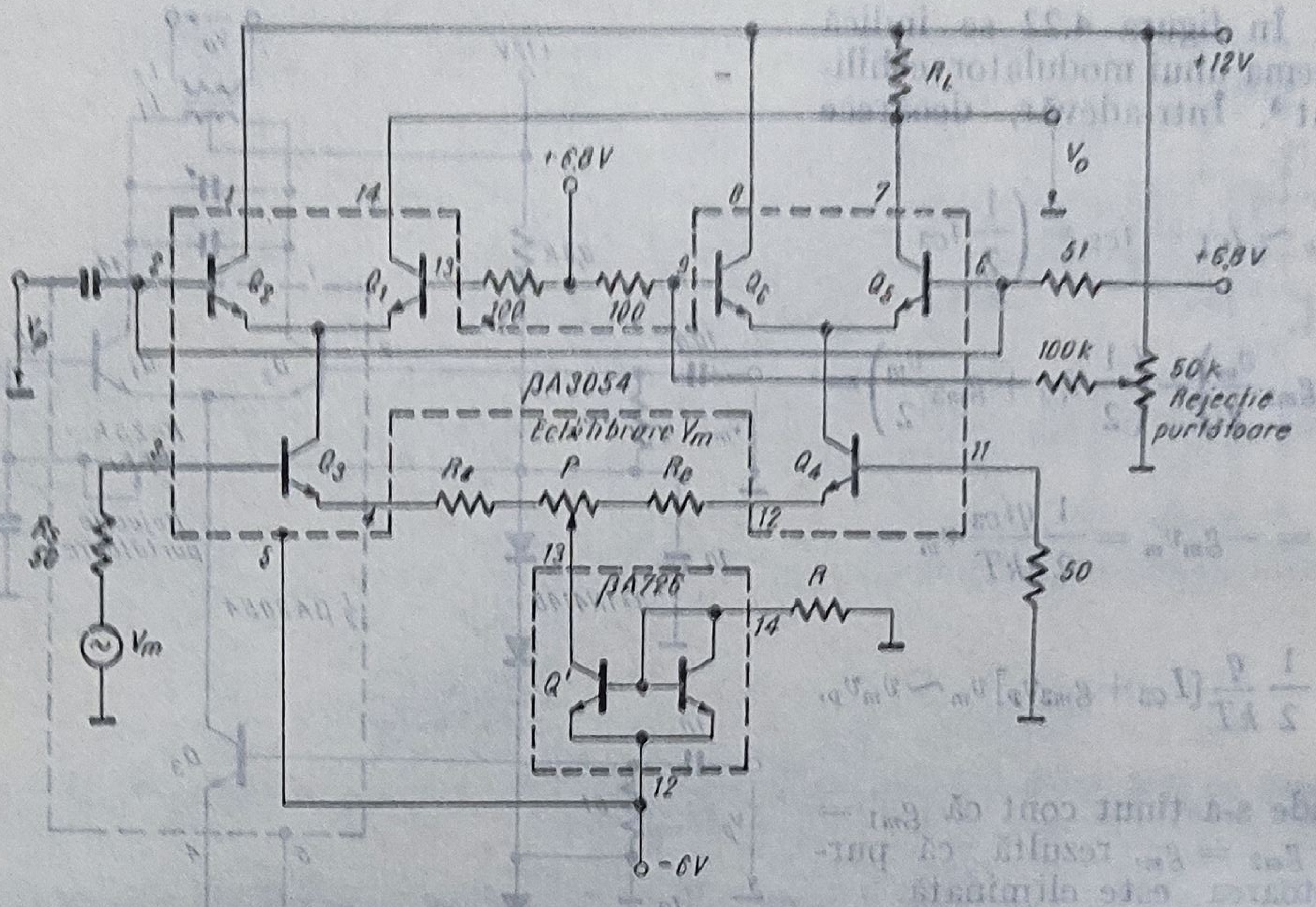


Fig. 4.23. Modulator *MA* dublu echilibrat.

Valorile rezistențelor R_e și P se aleg din considerente dinamice. Tensiunea modulatoare $V_{m,vv}$ nu trebuie să depășească valoarea

$$V_{m,vv} = 2V_{R_e} + V_p + 100 \text{ mV},$$

deoarece pot apare distorsiuni. Curentul prin tranzistorul Q' al circuitului βA726 se fixează din rezistența R în funcție de sarcina R_L pe care va debita circuitul βA 3054. Alegerea valorii rezistenței R se face astfel încît punctele statice ale tranzistoarelor Q_5 și Q_1 să se afle în mijlocul dreptei de sarcină.

Păstrînd ideile pe care se bazează funcționarea circuitului din figura 4.23 se obține varianta [5] de modulator *MA* dublu echilibrat din figura 4.24. Valoarea maximă vîrf-vîrf a semnalului modulator este dată de relația

$$V_{m,vv} = IR_E = 1 \text{ V}.$$

Amplificatoarele Q_1, Q_2 și Q_5, Q_6 pot fi folosite atît în regim liniar cît și în regim comutat. Funcționarea liniară corespunde unei amplitudini a purtătoarei < 25 mV.

Rejecția maximă a purtătoarei se reglează din potențiometrul P.

Rejecția purtătoarei depinde de nivelul purtătoarei; valoarea maximă care se poate atinge este de aproximativ 55 dB la 10 MHz și 65 dB la 0,5 MHz.

În cazul în care se pot tolera valori mai mici ale rejecției purtătoarei (de ordinul a 25 ... 30 dB) se poate utiliza schema din figura 4.25 care se bazează exclusiv pe buna împerechere a tranzistoarelor. Capacitatea C se alege astfel încît să decupleze cea mai mică frecvență modulatoare.

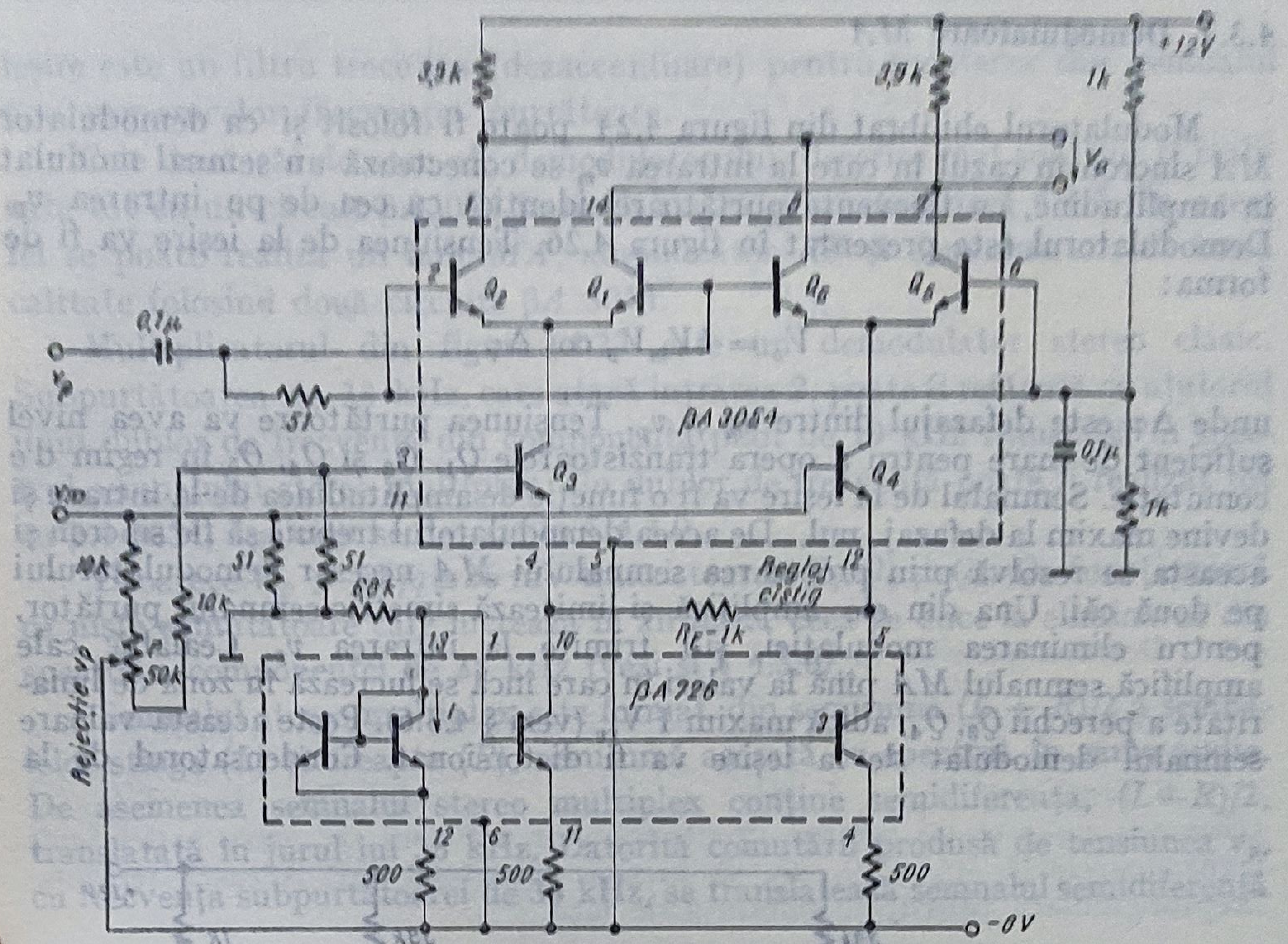


Fig. 4.24. Modulator *MA* dublu echilibrat cu posibilitate de reglaj al cîştigului.

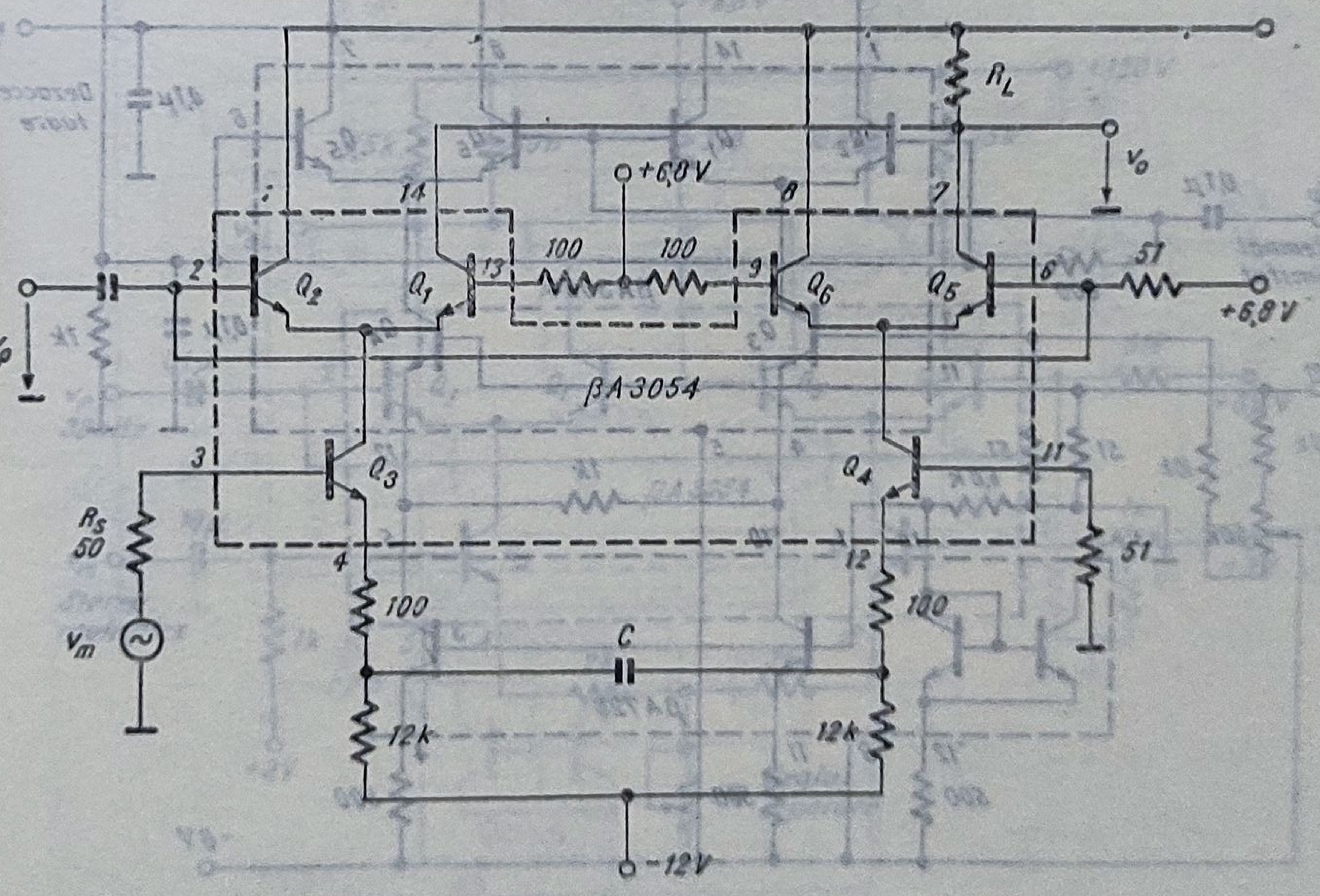


Fig. 4.25. Modulator *MA* echilibrat cu rejecţia purtătoarei de 25... 30 dB.

4.3.7. Demodulatoare *MA*

Modulatorul echilibrat din figura 4.24 poate fi folosit și ca demodulator *MA* sincron în cazul în care la intrarea v_m se conectează un semnal modulat în amplitudine, cu frecvența purtătoarei identică cu cea de pe intrarea v_p. Demodulatorul este prezentat în figura 4.26. Tensiunea de la ieșire va fi de forma:

$$V_o = kV_m V_p \cos \Delta\varphi$$

unde $\Delta\varphi$ este defazajul dintre v_m și v_p. Tensiunea purtătoare va avea nivel suficient de mare pentru a opera tranzistoarele Q_1, Q_2 și Q_4, Q_5 în regim de comutație. Semnalul de la ieșire va fi o funcție de amplitudinea de la intrare și devine maxim la defazaj nul. De aceea demodulatorul trebuie să fie sincron și aceasta se rezolvă prin procesarea semnalului *MA* necesar demodulatorului pe două căi. Una din ele amplifică și limitează simetric semnalul purtător, pentru eliminarea modulației, și-l trimite la intrarea v_p. Cealaltă cale amplifică semnalul *MA* pînă la valori în care încă se lucrează în zona de liniaritate a perechii Q_3, Q_4, adică maxim 1 V_{vv} (vezi § 4.3.6). Peste această valoare semnalul demodulat de la ieșire va fi distorsionat. Condensatorul de la

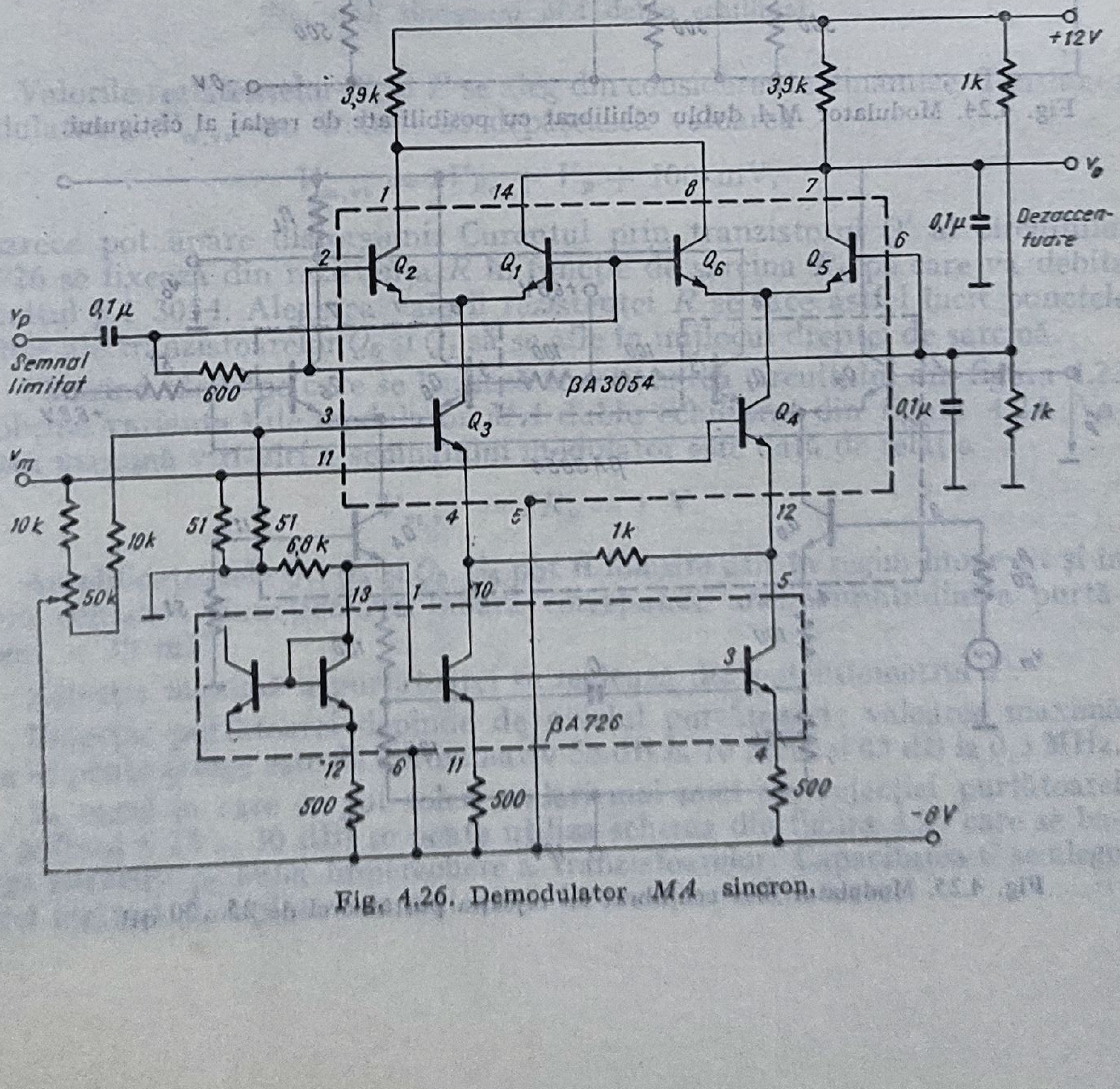


Fig. 4.26. Demodulator *MA* sincron.

ieşire este un filtru trece jos (dezaccentuare) pentru scoaterea din semnalul v_o a armonicelor frecvenţei purtătoare.

Cele două căi de atac ale demodulatorului, descrise mai sus, pot fi realizate tot cu un circuit βA3054 în modalitatea prezentată în § 4.3.5. În acest fel se poate realiza un lanţ *MA*, amplificator *RF* şi demodulator, de bună calitate folosind două circuite βA 3054.

Multiplicatorul din figura 4.27 este un demodulator stereo clasic. Subpurtătoarea de 38 kHz, care atacă intrarea 2, poate fi refăcută cu ajutorul unui dublor de frecvenţă din componenta pilot de 19 kHz transmisă în spectrul semnalului stereo multiplex. Un dublor de frecvenţă poate fi realizat tot cu βA 3054, aşa cum se descrie în § 4.3.9.

Deoarece $V_P \gg kT/q \simeq 26$ mV tranzistoarele Q_1, Q_2 şi Q_5, Q_6 funcţionează ca nişte comutatoare care lucrează în antifază, ceea ce duce la eliminarea din spectru a componentei de 38 kHz (vezi şi § 4.3.6).

Semnalul stereo multiplex este format din semisuma $(L + R)/2$ a semnalelor stînga (L) şi dreapta (R), semisumă aşezată cu spectrul în gama audio. De asemenea semnalul stereo multiplex conţine semidiferenţa, $(L-R)/2$, translatată în jurul lui 38 kHz. Datorită comutării produsă de tensiunea v_p, cu frecvenţa subpurtătoarei de 38 kHz, se translatează semnalul semidiferenţă

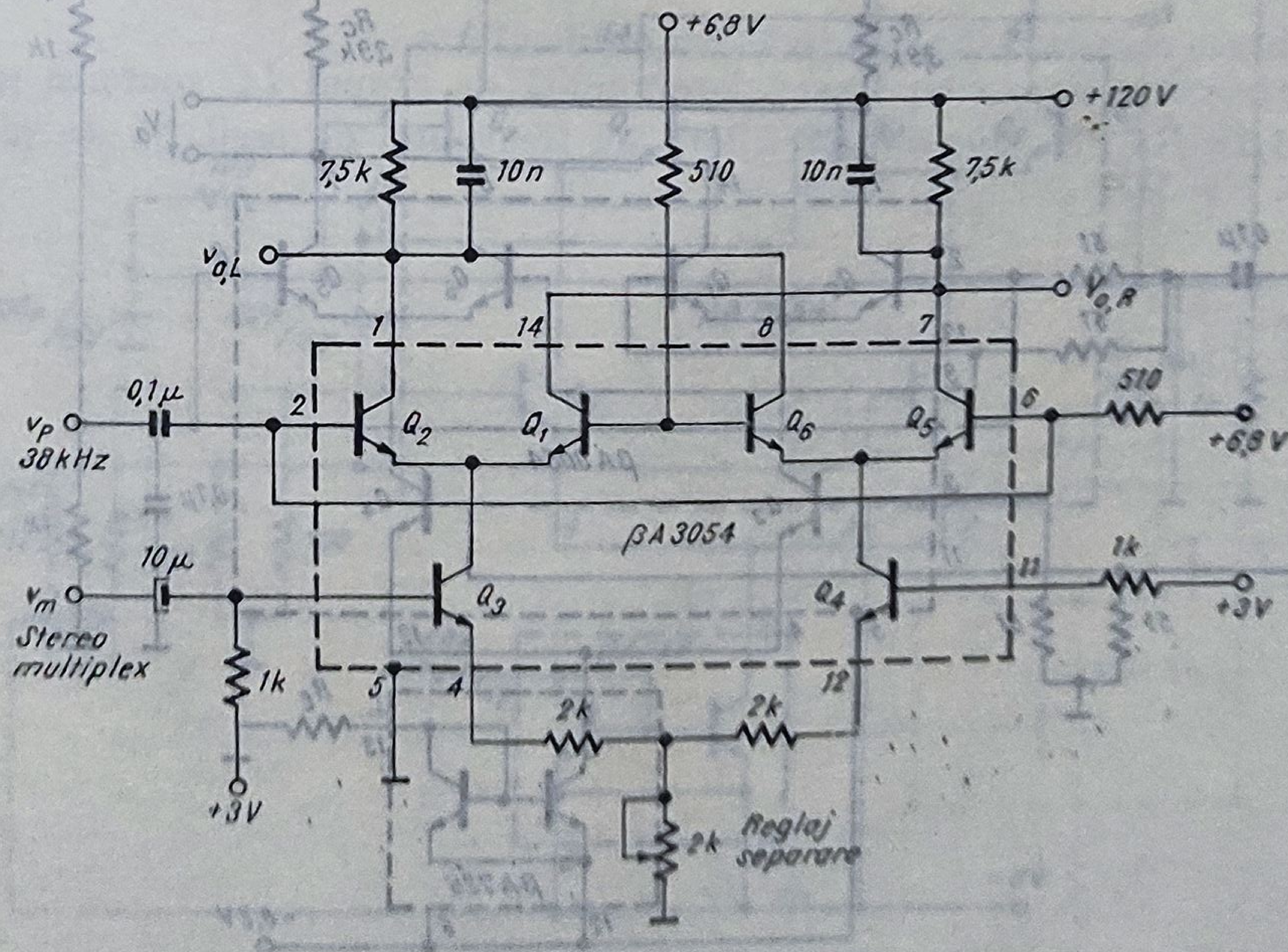


Fig. 4.27. Demodulator stereo.

în gama audio. Concomitent, generatoarele de curent Q_3 și Q_4 sînt modulate de semnalul v_m astfel încît pe rezistențele de 7,5 kΩ apar semnale de ieșire de forma

$$v_{o,L} = 2K\left(\frac{L+R}{2} + \frac{L-R}{2}\right) = KL,$$

$$v_{o,R} = 2K\left(\frac{L+R}{2} - \frac{L-R}{2}\right) = KR,$$

producîndu-se în acest fel separarea canalelor.

Cu ajutorul potențiometrului de 2 kΩ se reglează separarea canalelor astfel încît fiecare ieșire să nu conțină componente din canalul pereche. Deși separarea între canale depinde de mulți factori (împerecherea componentelor exterioare, stabilitatea oscilatorului de 19 kHz și, implicit, a frecvenței de 38 kHz etc.) se poate ajunge la valori de 35 ... 40 dB.

4.3.8. Detector sensibil la fază [1]

Schema acestui detector este indicată în figura 4.28. Sînt posibile două regimuri de funcționare.

● Tensiunea $v_{i2} = V\sin(\omega t + \varphi)$ are o amplitudine $V \ll kT/q$ iar tensiunea v_{i1} este un semnal dreptunghiular suficient de mare astfel încît tranzistoarele Q_2, Q_6 și Q_1, Q_5 să lucreze blocat-saturat. Această tensiune dreptunghiulară constituie referința de fază.

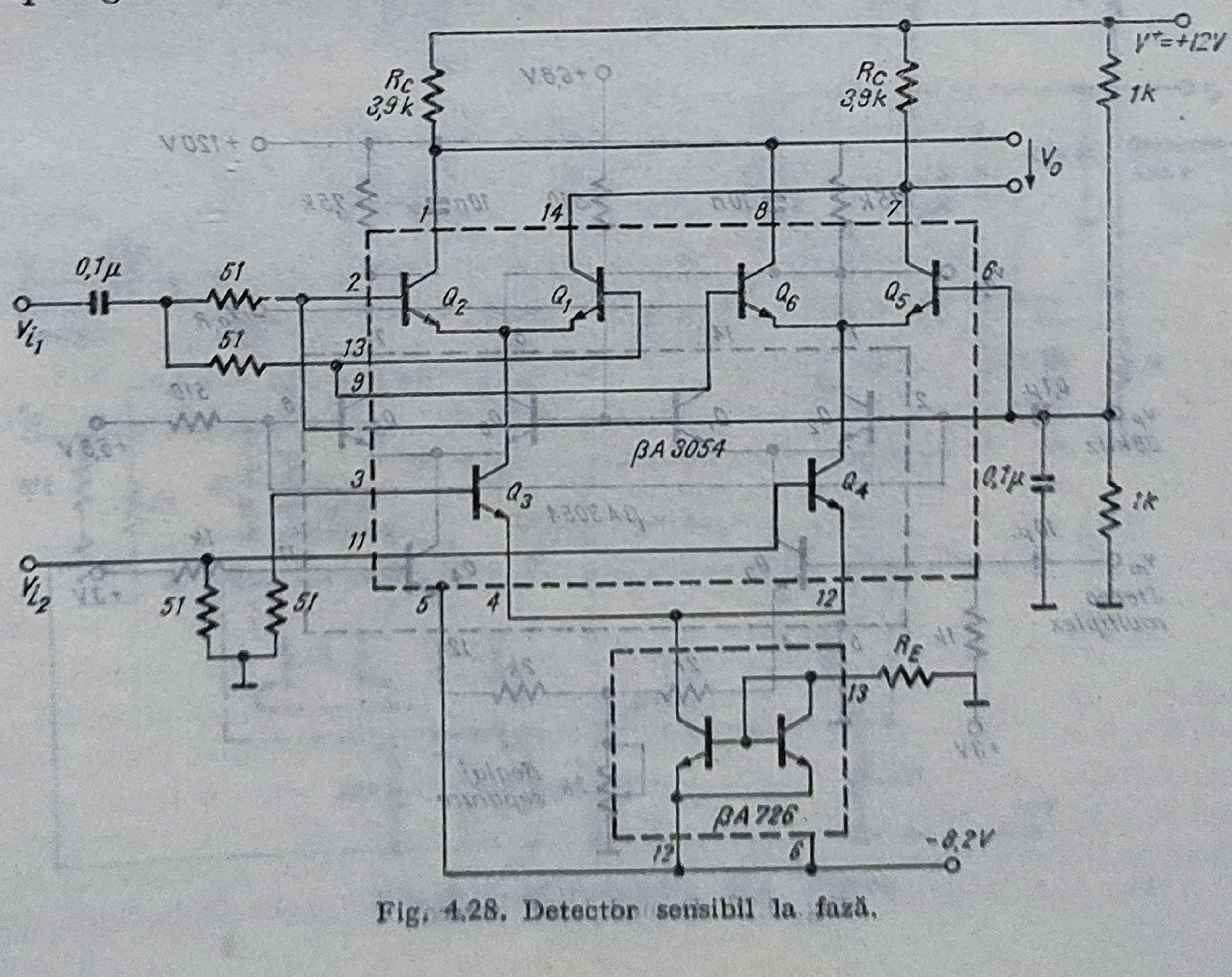


Fig. 4.28. Detector sensibil la fază.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire este

$$\bar{v}_o = \frac{q}{kT} \frac{|V^-| - V_{BE}}{R_E} R_C V \cos\varphi;$$

● Dacă atît v_{i1} cît și v_{i2} sînt dreptunghiulare comandînd tranzistoarele $Q_1 \dots Q_6$ blocat — saturat, referința de fază fiind în continuare tot tensiunea v_{i2} se arată că

$$\bar{v}_o = (|V^-| - V_{BE}) \frac{R_C}{R_E}\left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1\right).$$

4.3.9. Dublor de frecvență

Schema din figura 4.29 reprezintă în esență un multiplicator analogic ale cărui intrări sînt conectate la un loc. La ieșire se obține un semnal proporțional cu

$$v_i^2 \sim V_i^2 \sin^2 \omega t = V_i^2 \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t)$$

componenta cu pulsația 2ω fiind semnalul util.

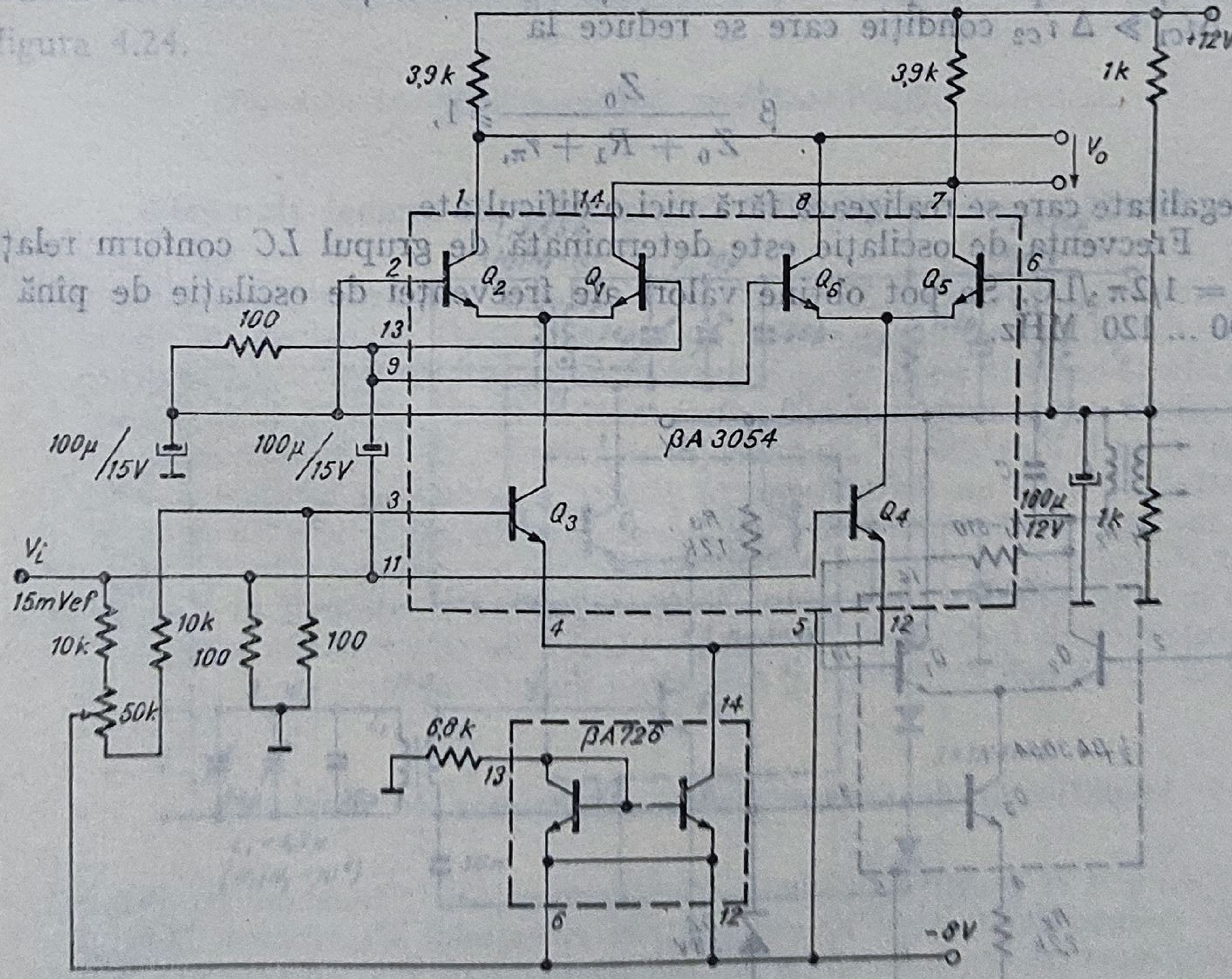


Fig. 4.29. Dublor de frecvență.

4.3.10. Oscilator [3]

Schema oscilatorului este prezentată în figura 4.30.

Modul în care se închide bucla de reacție este următorul: dacă v_{BE2} crește, i_{C2} crește, v_{CE2} scade, v_{BE1} scade și i_{C1} scade. Deoarece $i_{C1} + i_{C2} = I_{C3} =$ = const. rezultă că scăderea curentului i_{C1} antrenează o creștere a curentului I_{C2} deci o reacție *pozitivă*.

O expresie simplificată pentru condiția de oscilație se deduce astfel (se presupune că etajul Q_1, Q_2 este echilibrat și că circuitul acordat este la rezonanță avînd impedanța $Z = Z_0$).

Fie Δi_{C2} o variație a curentului i_{C2}. În mod corespunzător variația curentului de bază și de colector al tranzistorului Q_1 rezultă:

$$\Delta i_{B1} = -\frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{\pi_1}} \Delta i_{C2}$$

iar

$$\Delta i_{C1} = \beta \Delta i_{B2}.$$

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca Δi_{C1} să fie în fază cu Δi_{C2} (condiție îndeplinită practic la frecvența de rezonanță a circuitului acordat) și $\Delta i_{C1} \gg \Delta i_{C2}$ condiție care se reduce la

$$\beta \frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{\pi_1}} \gg 1,$$

inegalitate care se realizează fără nici o dificultate.

Frecvența de oscilație este determinată de grupul LC conform relației $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Se pot obține valori ale frecvenței de oscilație de pînă la 100 ... 120 MHz.

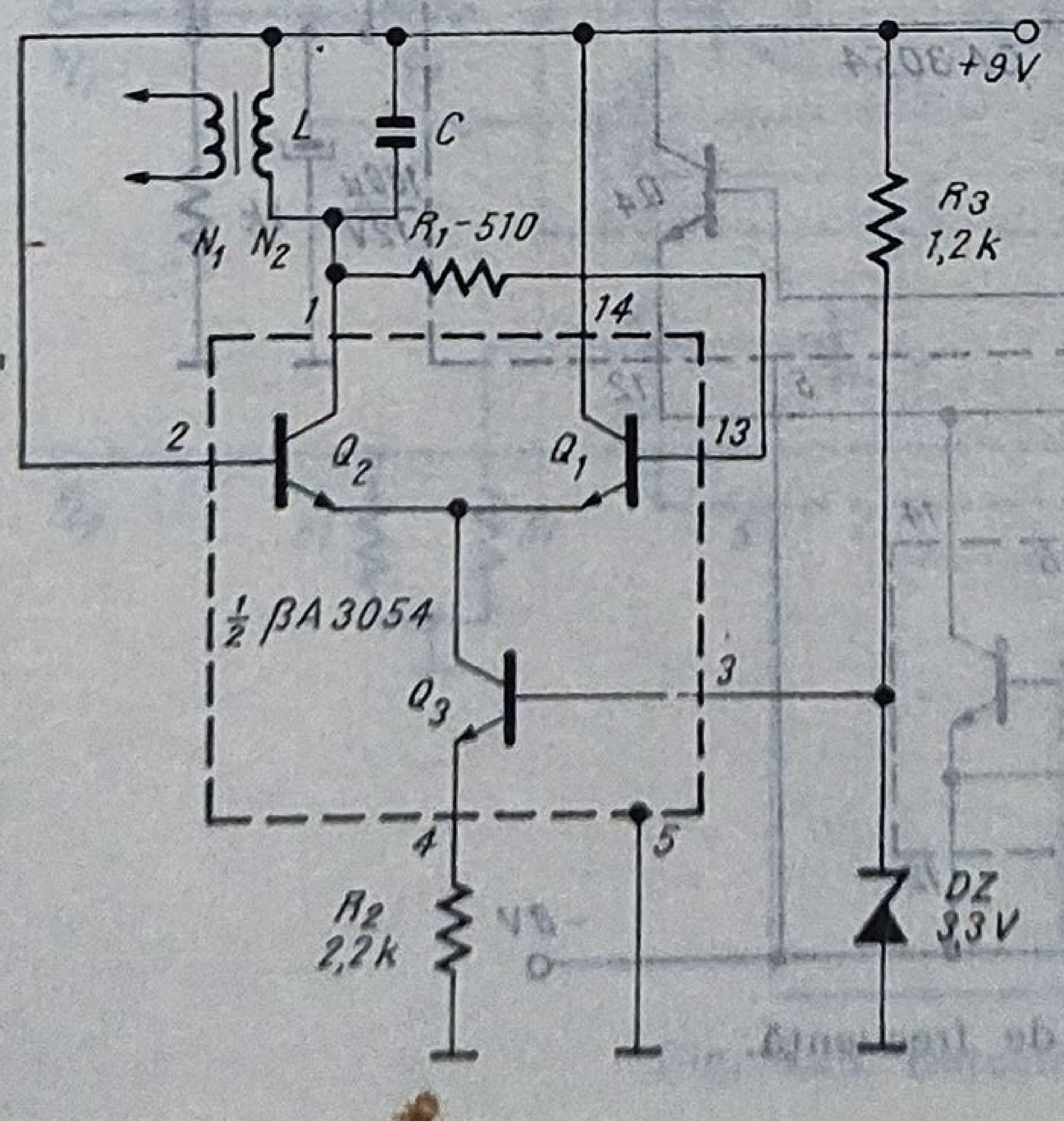


Fig. 4.30. Oscilator.

4.3.11. Mixer de *RF*

Dacă în baza oscilatorului prezentat în § 4.3.10 se trimite un semnal cu frecvența f_i, atunci schema devine un mixer (vezi figura 4.31), transformatorul de la ieșire fiind un filtru pentru suma sau diferența de frecvențe ($f_i \pm f_{osc}$). Circuitul merge pînă la 120 MHz.

În figura 4.31 se prezintă o aplicație a acestui tip de mixer: un schimbător de frecvență *MF* pentru frecvența intermediară de 10,7 MHz. Circuitul primește un semnal în banda *UUS* de 64 ... 73 MHz amplificat de circuitul *RF* de intrare. Raportul de spire între primarul și secundarul transformatorului T_3 se alege astfel încît fenomenul de „bătăi" să se producă între semnale cu aceeași amplitudine. Tranzistorul Q_1 este un amplificator în bază comună, acordat pentru frecvența de 10,7 MHz.

Dacă oscilatorul se realizează separat, se poate proiecta un convertor folosind proprietățile celulei Gilbert [2]. În figura 4.32 se indică schema unui mixer dublu echilibrat a cărui funcționare este asemănătoare modulatorului din figura 4.24.

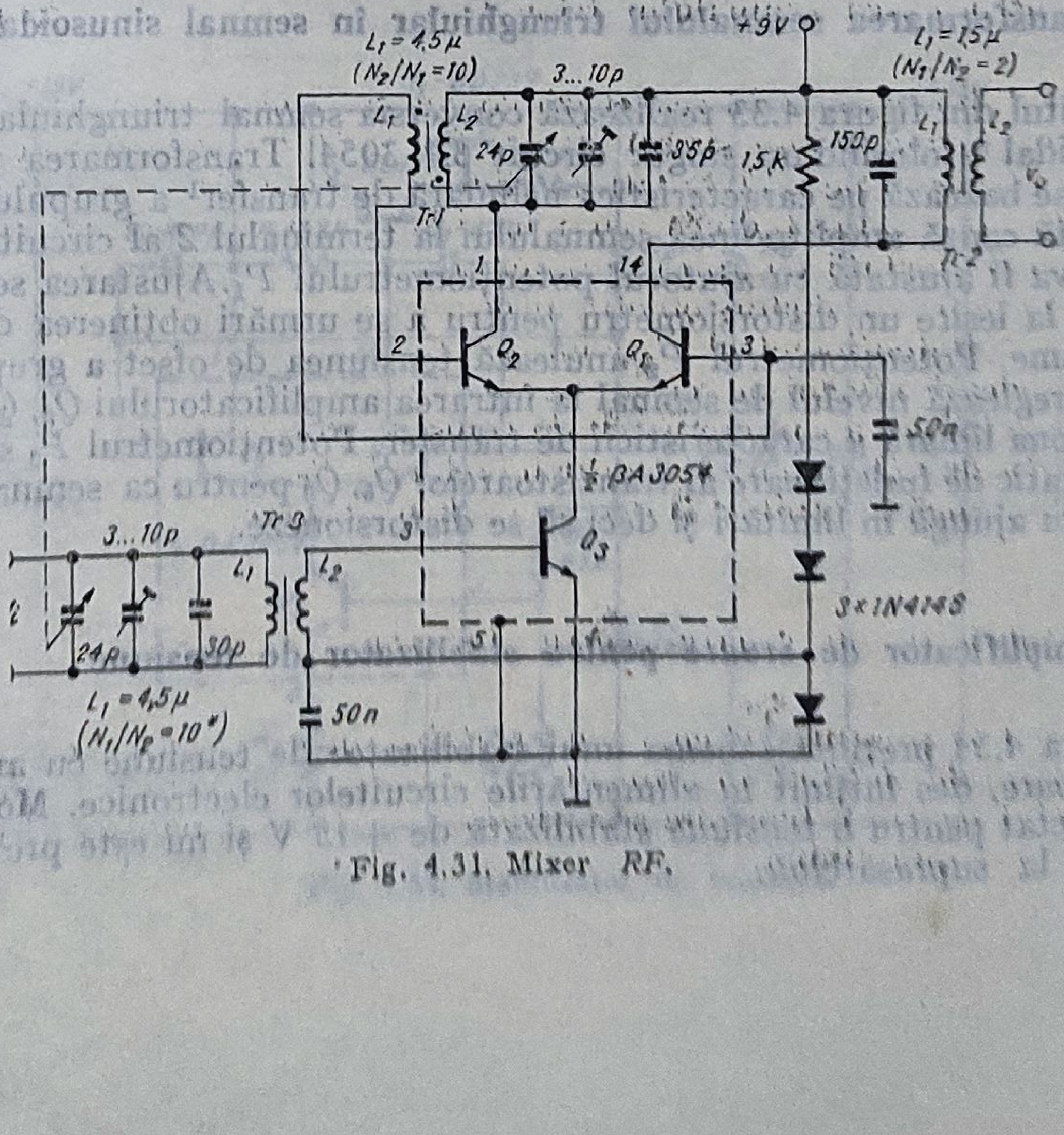


Fig. 4.31. Mixer *RF*.

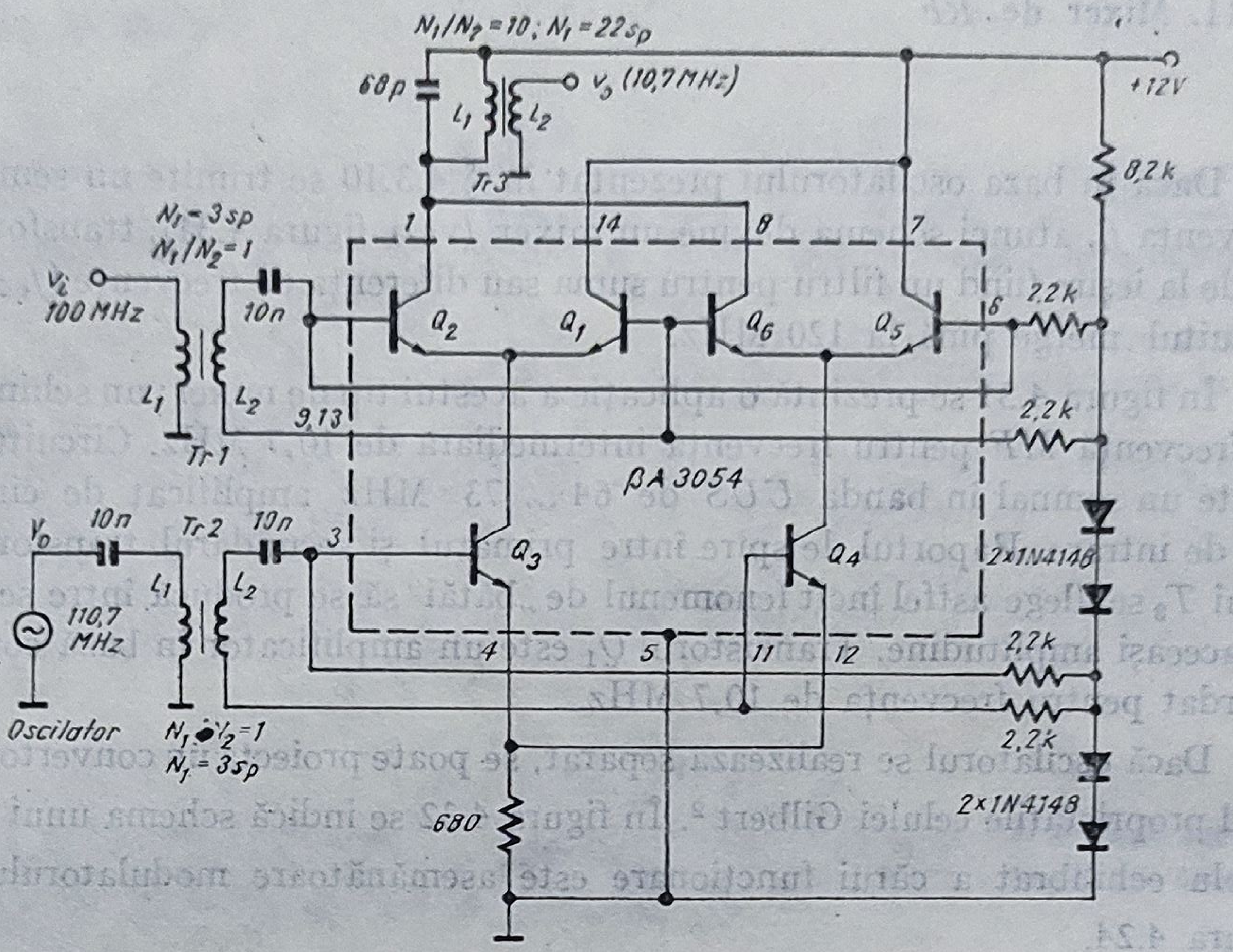


Fig. 4.32. Mixer dublu echilibrat.

4.3.12. Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal

Circuitul din figura 4.33 realizează conversia semnal triunghiular — semnal sinusoidal [5], folosind un singur circuit βA 3054. Transformarea triunghi-sinusoidă se bazează pe caracteristica neliniară de transfer[1] a grupului Q_1, Q_2. Din această cauză amplitudinea semnalului la terminalul 2 al circuitului este critică și va fi ajustată cu ajutorul potențiometrului P_1. Ajustarea se va face conectînd la ieșire un distorsiometru pentru a se urmări obținerea distorsiunilor minime. Potențiometrul P_2 anulează tensiunea de ofset a grupului Q_1, Q_2 iar P_4 reglează nivelul de semnal la intrarea amplificatorului Q_5, Q_6 pentru lucru în zona liniară a caracteristicii de transfer. Potențiometrul P_3 stabilește punctul static de funcționare al tranzistoarelor Q_5, Q_6 pentru ca semnalul de la ieșire să nu ajungă în limitări și deci să se distorsioneze.

4.3.13. Amplificator de eroare pentru stabilizator de tensiune

Figura 4.34 prezintă schema unui stabilizator de tensiune cu amplificator de eroare, des întîlnit în alimentările circuitelor electronice. Montajul a fost proiectat pentru o tensiune stabilizată de +15 V și nu este prevăzut cu protecție la suprasarcină.

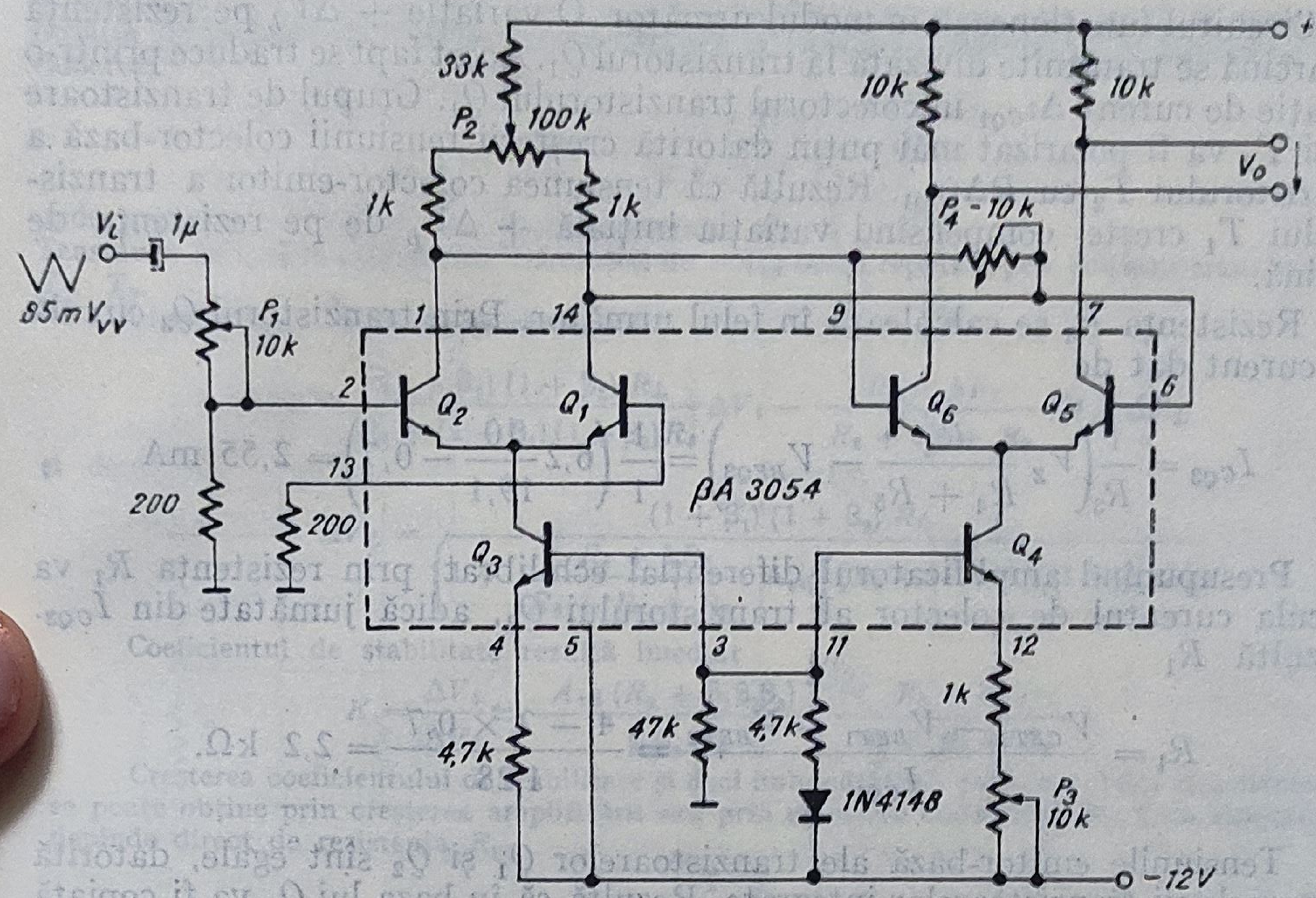


Fig. 4.33. Convertor semnal triunghiular — semnal sinusoidal.

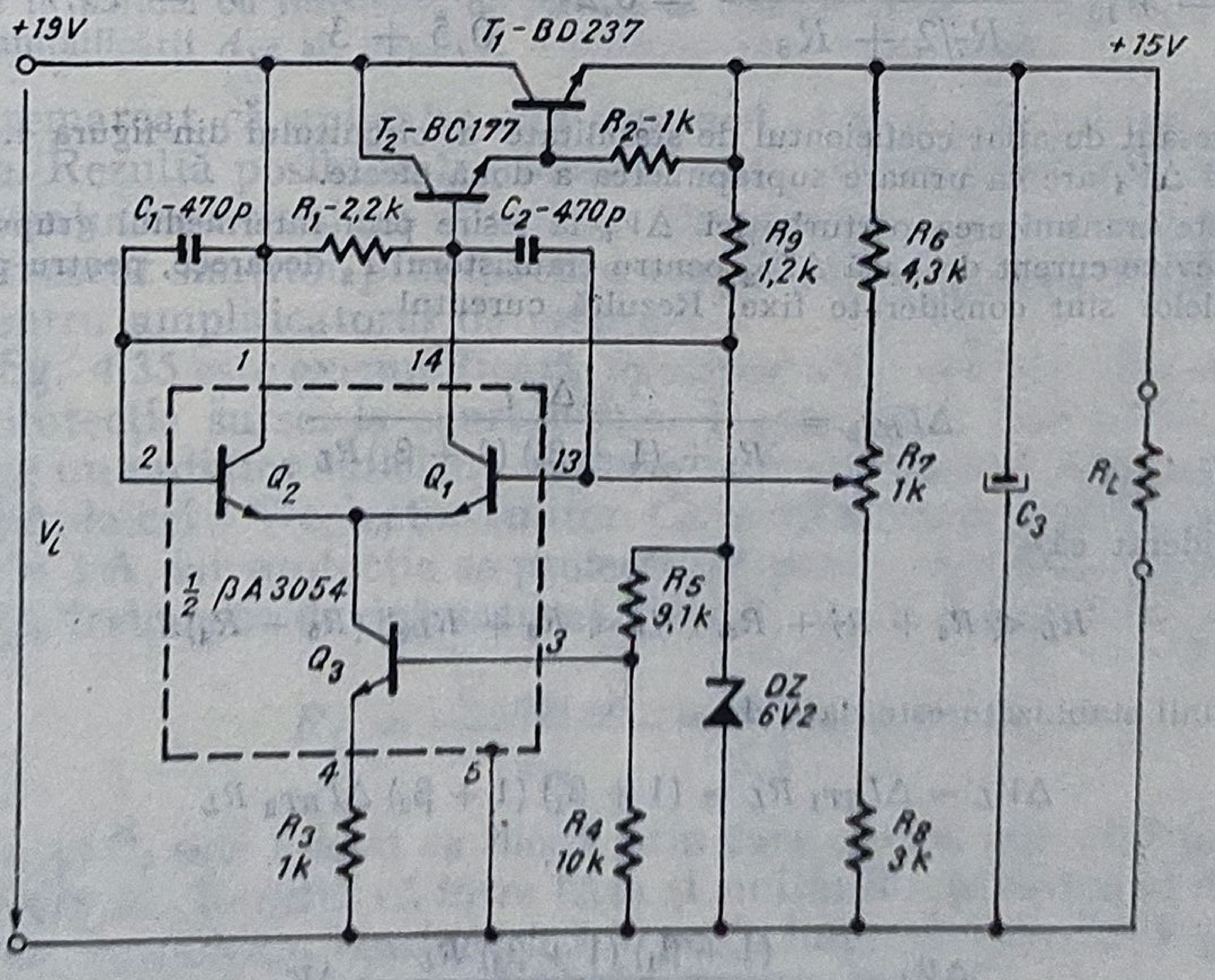


Fig. 4.34. Stabilizator de tensiune.

Circuitul funcționează în modul următor. O variație $+\Delta V_L$ pe rezistența de sarcină se transmite divizată la tranzistorul Q_1. Acest fapt se traduce printr-o variație de curent Δi_{CQ1} în colectorul tranzistorului Q_1. Grupul de tranzistoare T_1 și T_2 va fi polarizat mai puțin datorită creșterii tensiunii colector-bază a tranzistorului T_2 cu $R\Delta i_{CQ1}$. Rezultă că tensiunea colector-emitor a tranzistorului T_1 crește, compensînd variația inițială $+\Delta V_L$ de pe rezistența de sarcină.

Rezistența R_1 se calculează în felul următor. Prin tranzistorul Q_3 circulă un curent dat de

$$I_{CQ3} = \frac{1}{R_3}\left(V_Z \frac{R_4}{R_4 + R_5} - V_{BEQ3}\right) = \frac{1}{1}\left(6{,}2\frac{10}{19{,}1} - 0{,}7\right) = 2{,}55 \text{ mA}.$$

Presupunînd amplificatorul diferențial echilibrat, prin rezistența R_1 va circula curentul de colector al tranzistorului Q_1, adică jumătate din I_{CQ3}. Rezultă R_1

$$R_1 = \frac{V_{CET1} - V_{BET1} - V_{BET2}}{I_{CQ1}} = \frac{4 - 2 \times 0{,}7}{1{,}28} = 2{,}2 \text{ k}\Omega.$$

Tensiunile emitor-bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sînt egale, datorită împerecherii tranzistoarelor integrate. Rezultă că în baza lui Q_1 va fi copiată tensiunea Zener din baza lui Q_3. Următorul calcul demonstrează că rezistențele R_6, R_7, R_8 sînt bine alese, considerînd potențiometrul R_7 la jumătate:

$$V_L = V_{13}\frac{R_6 + R_7 + R_8}{R_7/2 + R_8} = 6{,}2\frac{4{,}3 + 1 + 3}{0{,}5 + 3} V = 14{,}7 \text{ V}$$

Este interesant de aflat coeficientul de stabilitate al circuitului din figura 4.34. Apariția unei perturbații ΔV_i are ca urmare suprapunerea a două efecte.

Primul este transmiterea perturbației ΔV_i la ieșire prin intermediul grupului T_1, T_2. Variația ΔV_i devine curent de bază ΔI_{B2} pentru tranzistorul T_2 deoarece, pentru primul efect, restul potențialelor sînt considerate fixe. Rezultă curentul

$$\Delta I_{BT2} = \frac{\Delta V_i}{R_1 + (1 + \beta_2)(1 + \beta_1)R_L}$$

unde s-a considerat că

$$R_L \ll R_6 + R_7 + R_8;\ R_3 \ll R_9 + R_{D2} \| (R_5 + R_4).$$

Variația tensiunii stabilizate este dată de

$$\Delta V_L = \Delta I_{ET1} R_L = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)\Delta I_{BT2} R_L$$

și deci

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L}{R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L}\Delta V_i.$$

Al doilea efect este reacția datorată amplificatorului diferențial, care caută să compenseze variația ΔV_L. Această variație ajunge divizată în baza tranzistorului Q_1 al circuitului avînd valoarea

$$\Delta V_{13} = \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} \Delta V_L$$

unde prin k s-a notat poziția potențiometrului R_7.
Tensiunea ΔV_{13} este amplificată diferențial de $-A_{vd}$ ori și repetată prin emitorii tranzistoarelor T_1, T_2.

Adunînd cele două efecte se obține:

$$\Delta V_L = \frac{(1+\beta_1)(1+\beta_2) R_L}{R_1 + (1+\beta_1)(1+\beta_2) R_s} \Delta V_i - \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} A_{vd} \Delta V_L$$

și deci

$$\Delta V_L = \frac{(1+\beta_1)(1+\beta_2) R_L}{\left(1 + \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} A_{vd}\right) [R_1 + (1+\beta_1)(1+\beta_2) R_L]}$$

Coeficientul de stabilitate rezultă imediat

$$K = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_L} \simeq \frac{A_{vd}(R_1 + \beta_1\beta_2\beta_3)}{\beta_1\beta_2 R_s} \cdot \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8}.$$

Creșterea coeficientului de stabilitate și deci îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului se poate obține prin creșterea amplificării sau prin creșterea rezistenței R_1. Cum amplificarea depinde direct de rezistența R_1,

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{q}{kT} I_{CQ1} R_1$$

este clar că acționînd în sensul măririi acestei rezistențe, influența variației tensiunii V_i asupra tensiunii V_L va scădea. Rezistența R_1 poate fi înlocuită de o sursă de curent stabilizată.

În locul rezistenței R_1, colectorul tranzistorului Q_1 „vede" rezistența de ieșire a sursei de curent în paralel cu rezistența de intrare în tranzistoarele Darlington, fapt care duce la creșterea amplificării A_{vd} și, implicit, a coeficientului de stabilizare.

De remarcat că aplicația din figura 4.34 folosește circuitul βA 3054 pe jumătate. Rezultă posibilitatea folosirii unui circuit pentru realizarea surselor duble (eventual cu tensiuni diferite). De asemenea, coeficientul de stabilizare poate fi crescut simțitor prin mărirea amplificării A_{vd}, în urma folosirii a două celule pentru amplificatorul de eroare.

În fig. 4.35 este exemplificată folosirea ariei de tranzistoare Q_4, Q_5, Q_6, pentru protecția sursei la scurtcircuit. Tranzistorul *BD* 237 fiind de 20 W, montat pe un radiator suficient de mare, curentul maxim la care poate fi folosit este de 4 A, la cei 5 V colector-emitor. Ca urmare sursa stabilizată se consideră ca fiind de 3 A, iar protecția se proiectează pentru 3,5 A. La scurtcircuit tranzistorul Q_4 trebuie să devină saturat, deci R_{11} va fi dat de relația:

$$R_{11} = \frac{V_{BEQ4\,sat}}{I_{sc}} = \frac{0,8}{3,5} = 0,23\ \Omega.$$

Tranzistorul Q_6 este folosit ca diodă prin care circulă curentul prin Q_4 saturat și extras din R_1. Rezultă că între baza și emitorul echivalent al tranzistoarelor Darlington va cădea o tensiune 0,7 V pe Q_6 împreună cu 0,2 V pe Q_4 saturat, tensiune suficientă pentru a închide tranzistorul T_1.

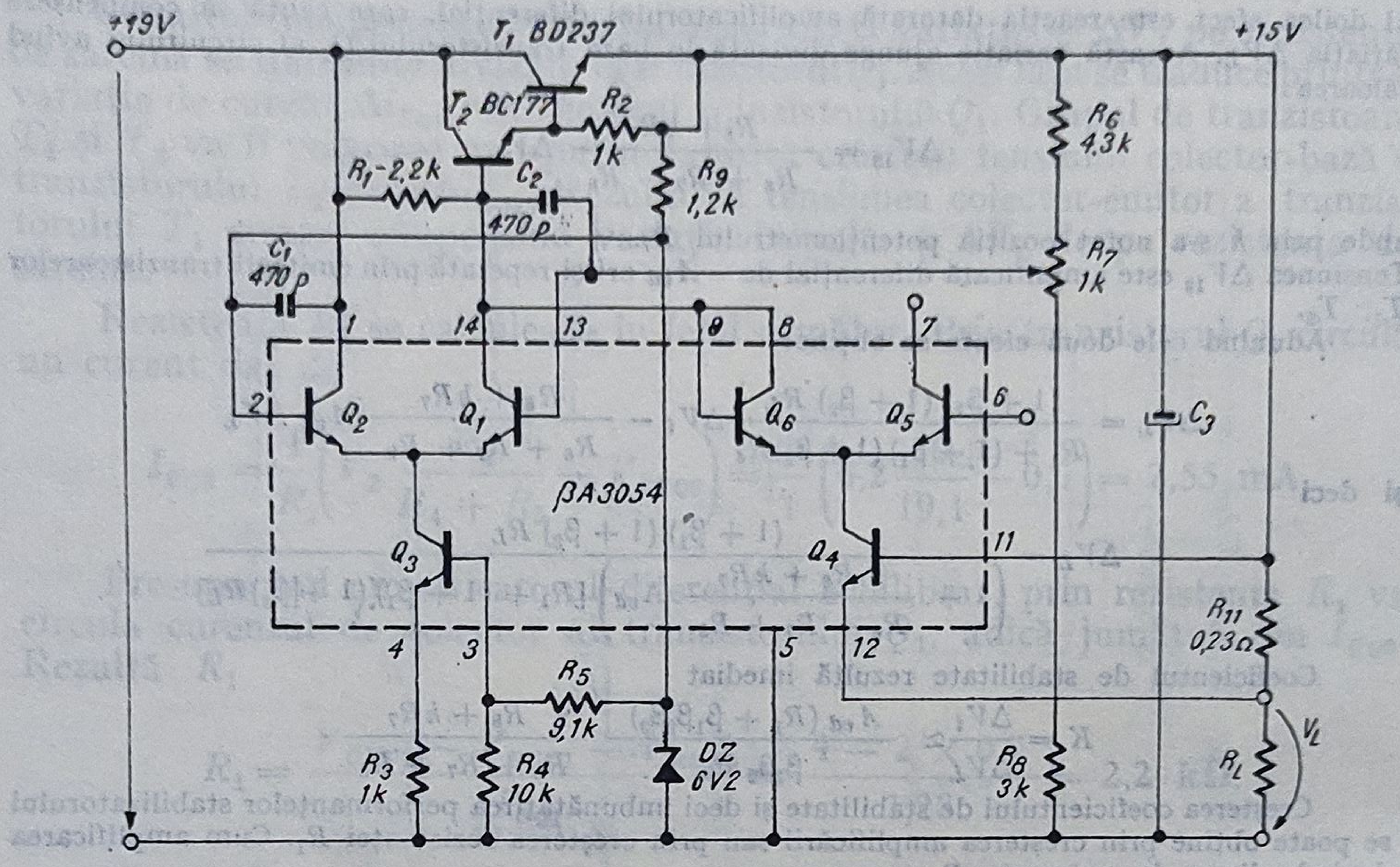


Fig. 4.35. Stabilizator de tensiune cu protecție la scurtcircuit.

Figura 4.36 prezintă aceeași sursă stabilizată în care se folosesc tranzistoare *pnp*. Această schemă necesită un circuit de pornire format din dioda *D* și grupul R_1, R_2. La apariția tensiunii nestabilizate + 19 V dioda polarizează

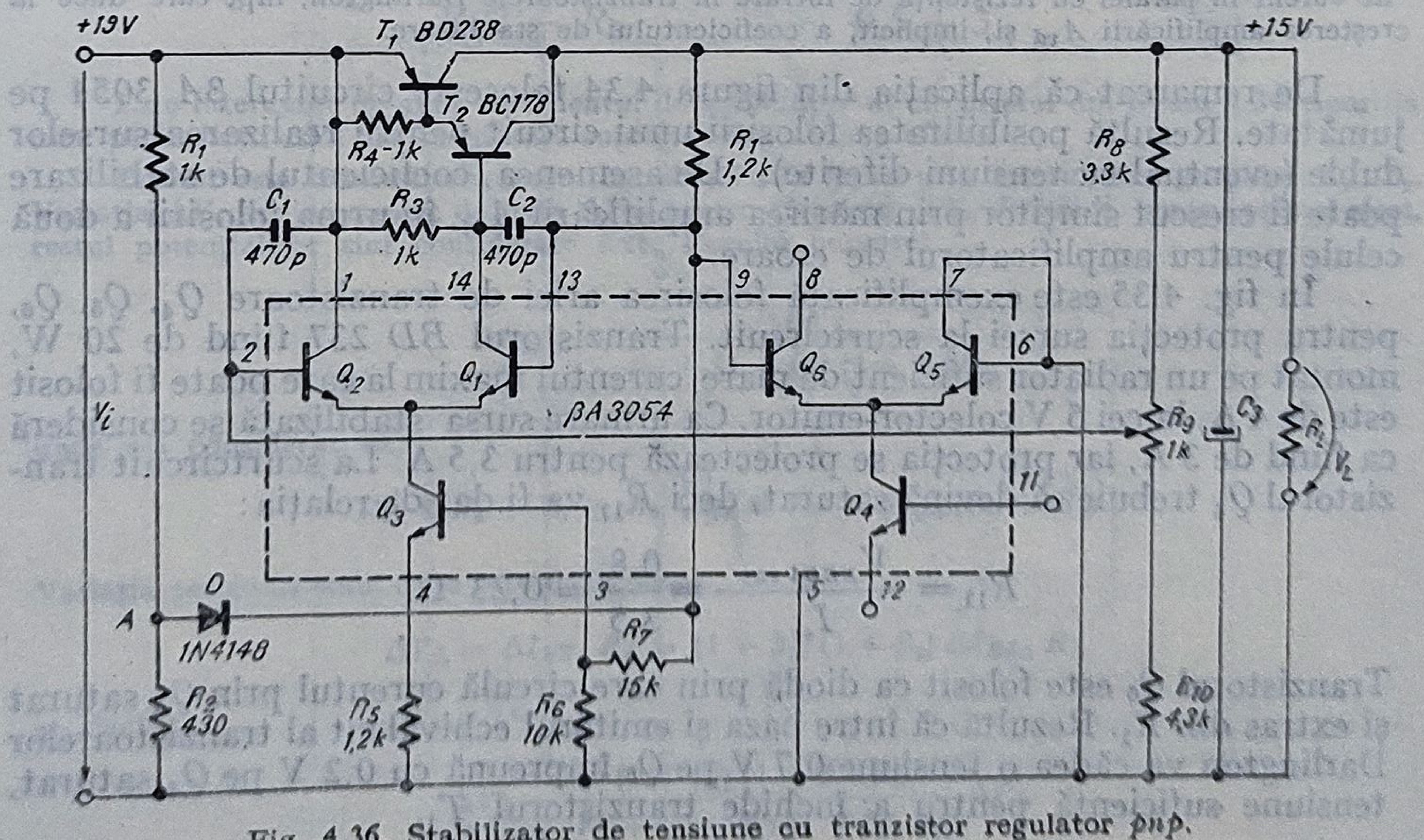


Fig. 4.36. Stabilizator de tensiune cu tranzistor regulator *pnp*.

terminalele 2 și 3 ale circuitului, deschizînd tranzistoarele Q_3 și Q_1. Curentul care trece prin aceste tranzistoare polarizează rezistența R_3 și, implicit, tranzistoarele T_1 și T_2. Amplificatorul intră în regim de lucru datorită polarizării grupului de rezistențe R_8, R_9 și R_{10}, iar dioda D se blochează. Într-adevăr, tensiunea terminalului 13 este de 8,6 V (așa cum se va vedea mai departe), iar tensiunea din punctul A este

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 19\text{V} = 5{,}7\ \text{V} < V_c = 8{,}6\ \text{V}$$

și deci dioda D este polarizată invers.

Pentru a explica funcționarea se presupune apariția unei variații ΔV_L, variație care se transmite divizată în baza lui Q_2. Acest fapt se traduce printr-o variație de curent $+\Delta I_c$ în colectorul tranzistorului Q_2. Suma curenților prin Q_1 și Q_2 fiind constantă și anume

$$I_1 + I_2 = I_3 + \left(V_Z \frac{R_6}{R_6 + R_7} - V_{BEQ3}\right)\frac{1}{R_5} = \left(6{,}2\frac{10}{19{,}1} - 0{,}7\right)\frac{1}{1} = 2{,}55\ \text{mA}$$

rezultă că o variație $+\Delta I_c$ prin Q_2 se traduce printr-o variație $-\Delta I_c$ prin Q_1. Tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi polarizate mai puțin cu $-R_3\Delta I_c$, ceea ce implică creșterea tensiunii emitor-colector al tranzistorului T_1 și deci compensarea variației $+\Delta V$.

Pentru această schemă circuitul βA 3054 este folosit integral, deoarece unul din elementele active, dioda Zener, este înlocuit folosind cealaltă jumătate din aria de tranzistoare, așa cum se vede în figura 4.36. Rolul diodei Zener este jucat de joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_5, polarizată invers. Întregul stabilizator este proiectat pentru o tensiune Zener de 8 V (este valoarea pe care procesul tehnologic de realizare a circuitului βA 3054 o oferă pentru tensiunea de străpungere a joncțiunii (emitor-bază) la care se adaugă tensiunea $V_{BEQ6} = 0{,}6$ V.

4.3.14. Trigger Schmitt

Configurația circuitului βA 3054 permite realizarea a două triggere Schmitt identice, sau cu performanțe diferite. Utilizatorul poate folosi, de exemplu, acest circuit ca detector de nivel, sau pentru interfațarea circuitelor liniare cu cele logice.

În figura 4.37 este prezentat un astfel de circuit, care ocupă numai jumătate din βA 3054. La aplicarea tensiunii de alimentare tranzistorul Q_2 este blocat. Rezultă că tot curentul sursei Q_3 va circula prin tranzistorul Q_1. Acest tranzistor nu se aduce la saturație pentru a nu-i micșora viteza de răspuns datorită sarcinii stocate în bază. Curentul sursei Q_3 este dat de relația

$$I_{C3} = \left(\frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{CC} - V_{BE3}\right)\frac{1}{R_5} = \left(\frac{2{,}2}{9{,}1 + 2{,}2} 9 - 0{,}7\right)\frac{1}{0{,}51} = 2{,}06\ \text{mA}.$$

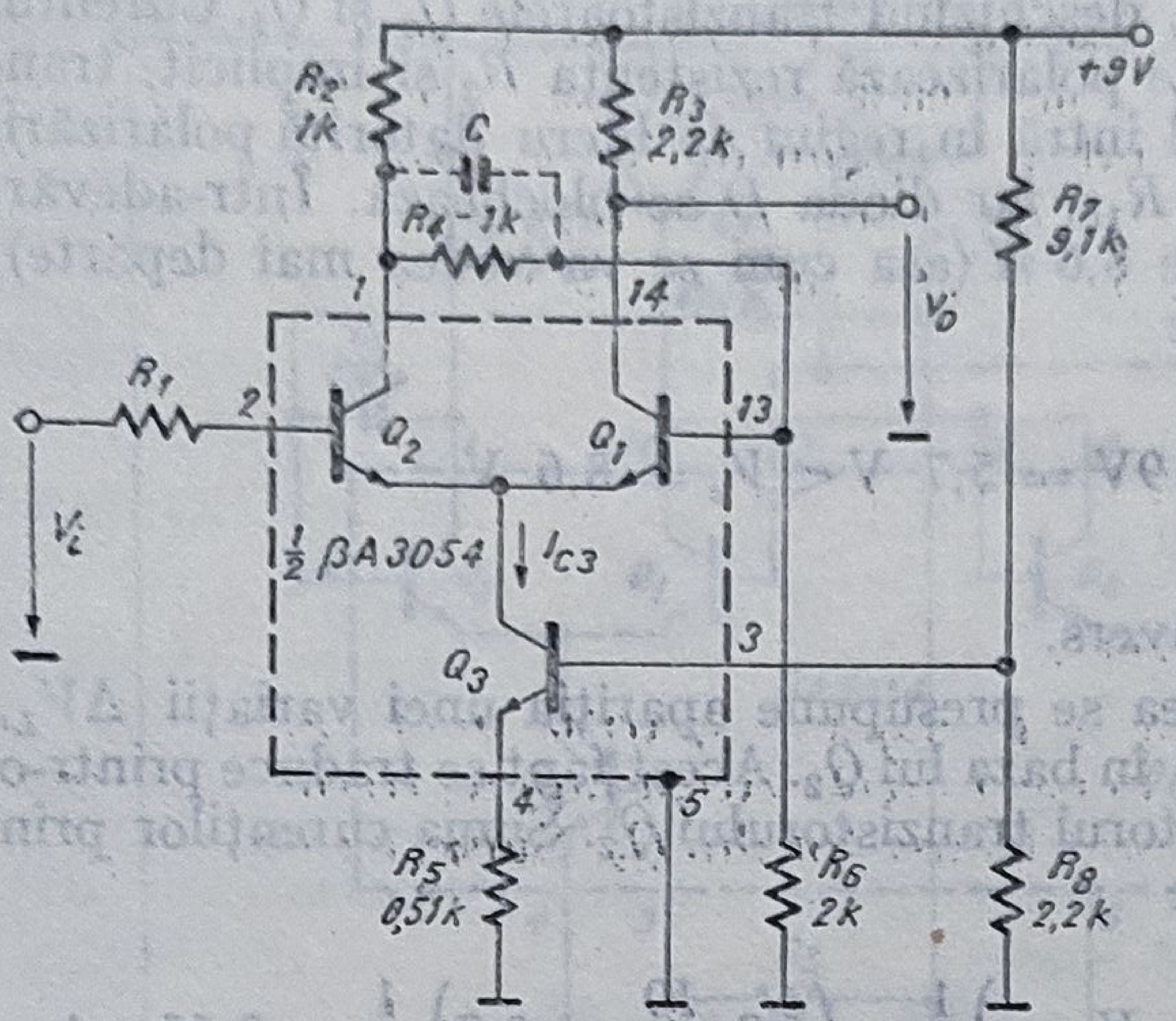


Fig. 4.37. Trigger Schmitt.

Colectorul tranzistorului Q_1 stă la tensiunea

$$V_{C1} = V_{CC} - R_3 I_{C3} = 9 - 2{,}2 \times 2{,}06 = 4{,}5 \text{ V}.$$

Crescînd tensiunea V_i în baza lui Q_2, comutarea se va produce în momentul în care V_i se află cu 0,7 V mai sus decît colectorul tranzistorului Q_3. Această tensiune este:

$$V_{C3} = \frac{R_6}{R_2 + R_4 + R_6} V_{CC} - V_{BE1} = \frac{2}{4} \times 9 - 0{,}7 \text{ V} = 3{,}8 \text{ V}.$$

Tensiunea de basculare V_H va fi dată de relația

$$V_H = V_{C3} + V_{BE2} = 3{,}8 + 0{,}6 \text{ V} = 4{,}4 \text{ V}$$

unde s-a considerat că pînă în momentul basculării, tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2 este aproape de cea de tăiere și anume 0,6 V. De la această tensiune tranzistorul Q_2 intră în regiunea activă, conducînd, o dată cu creșterea tensiunii V_i, tot curentul I_{C3}. În același timp tranzistorul Q_1 merge spre blocare datorită scăderii potențialului din colectorul lui Q_2 de la valoarea

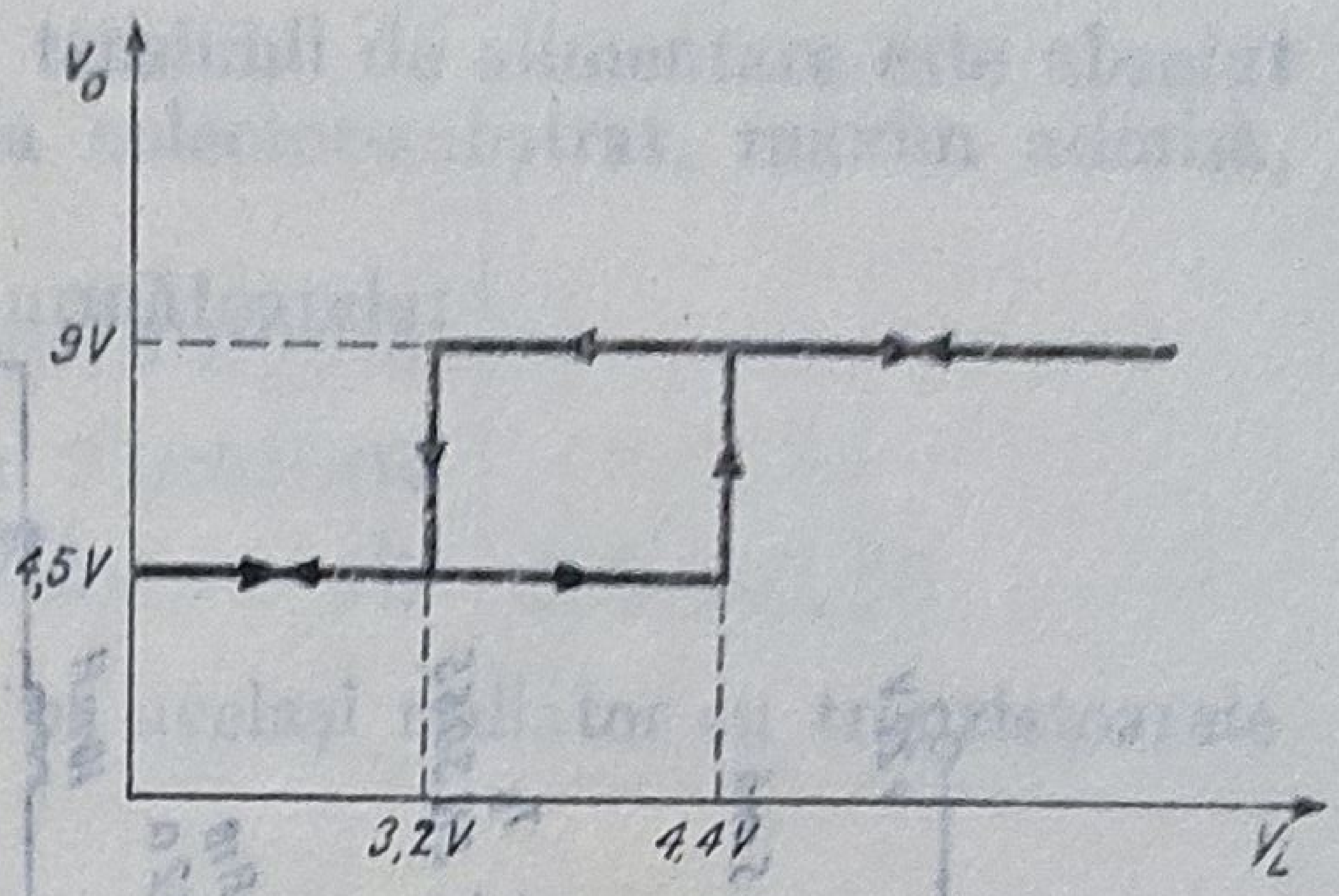
$$V_{C2\ \text{blocat}} = \frac{R_4 + R_6}{R_2 + R_4 + R_6} V_{CC} = \frac{3}{4} \times 9 \text{ V} = 6{,}75 \text{ V}$$

la valoarea

$$V_{C2\ \text{deschis}} = \frac{R_4 + R_6}{R_2 + R_4 + R_6} (V_{CC} - I_{C3} R_2) = \frac{3}{4} (9 - 2{,}06 \times 1) \text{ V} = 5{,}2 \text{ V}.$$

După comutare, creșterea ulterioară a tensiunii V_i nu mai modifică starea circuitului.

Fig. 4.38. Caracteristica de transfer a circuitului din figura 4.37.



Cînd V_i scade, pragul de basculare este dat în continuare de potențialul colectorului tranzistorului Q_3, mai puțin tensiunea bază-emitor a lui Q_2. Rezultă

$$V_{C3} = V_{C2\ \text{deschis}} \frac{R_6}{R_4 + R_6} - V_{BE1} = 4{,}6 \times \frac{2}{3} - 0{,}6\ \text{V} = 2{,}5\ \text{V}.$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 s-a considerat 0,6 V, datorită faptului că în momentul basculării inverse acest tranzistor se află în blocare incipientă. Circuitul va bascula din nou la valoarea:

$$V_L = V_{C3} + V_{BE2} = 2{,}5 + 0{,}7\ \text{V} = 3{,}2\ \text{V}.$$

În figura 4.38 se prezintă caracteristica de transfer. Calculul prezentat ma sus nu conține rezistența R_1, care înglobează atît rezistența de ieșire a circuitulu de comandă cît și cea care poate exista în baza tranzistorului Q_2. Această rezistență va fi calculată în funcție de necesitățile aplicației. O valoare mică a ei poate conduce la saturarea puternică a tranzistorului Q_2. În consecință, la micșorarea tensiunii V_i, viteza de basculare pe frontul negativ scade datorită sarcinei stocate în baza lui Q_2. O valoare mare a rezistenței R_1, va apropia tensiunea V_{i2} de V_{i1}, ducînd la micșorarea histerezisului.

Pentru mărirea vitezei de basculare pe frontul pozitiv se obișnuiește să se conecteze un condensator, C, a cărui valoare este de sute de picofarazi.

4.3.15. Etaj pilot pentru amplificator de putere stereo

Așezarea tranzistoarelor sub forma a două amplificatoare diferențiale poate fi folosită la pilotarea a două amplificatoare de putere *HI—FI* pentru un lanț stereo. În figura 4.39 este prezentat unul din canalele de putere. Amplificarea poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului P_2 fiind cuprinsă între 28 și 32. Potențialul P_1 ajustează tensiunea pe sarcină, în repaus, la 0 V. Curentul de repaus al tranzistoarelor de ieșire va fi 5 mA și poate fi reglat cu potențiometrul P_3. Rezistențele R_5 și R_9 au fost montate cu scop dublu: realizează o filtrare suplimentară pentru amplificatorul diferențial și coboară tensiunea de alimentare la valoarea 10 ... 18 V (depinzînd de curentul absorbit de

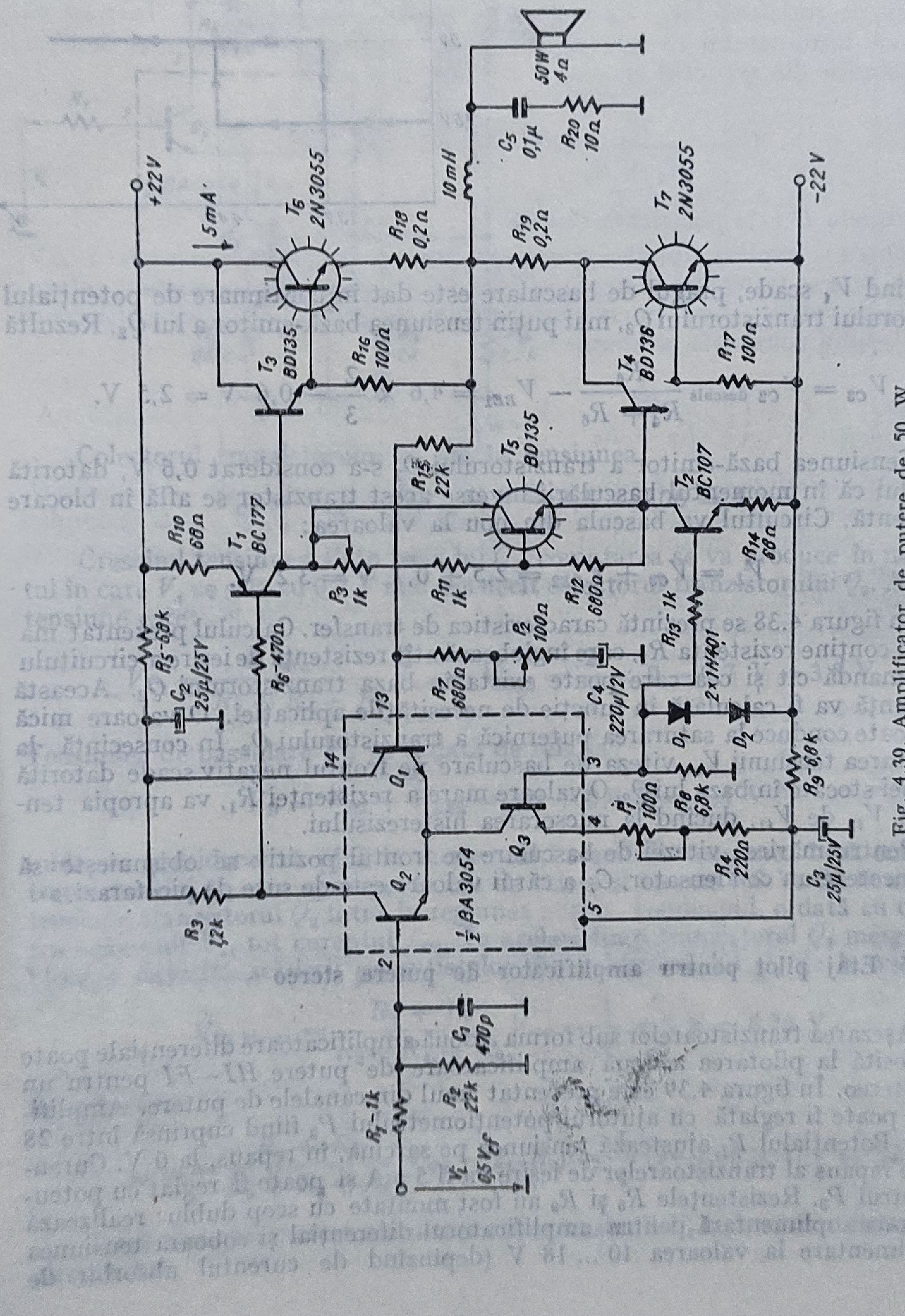


Fig. 4.39. Amplificator de putere de 50 W.

Q_1, Q_2, Q_3 şi, implicit, de P_1). Coborîrea tensiunii de alimentare este absolut necesară, pentru a nu depăşi tensiunea colector-substrat, maxim admisă, de 20 V.

Performanţele amplificatorului sînt următoarele:
Puterea maximă: 50 W/4 Ω
Gama de frecvenţe: 5 ... 40 000 Hz
Distorsiuni la putere maximă: 0,15%
Tensiunea de la intrare: 0,5 V_{ef}

Notă. Tranzistorul T_5 se va monta pe acelaşi radiator cu tranzistoarele de putere T_6 şi T_7.

4.4. Alte circuite

Deoarece gama ariilor de tranzistoare este foarte diversificată — atît ca performanţe cît şi ca moduri de conectare a tranzistoarelor individuale — în continuare se vor menţiona, cu titlul de exemplu, numai cîteva din produsele tipice ale unor mari producători de circuite integrate.

Firma *NATIONAL SEMICONDUCTOR* produce circuitele *LM* 114/115 (două tranzistoare monolitice de cîştig mare), *LM* 3018/3018A/3118/3118 A (patru tranzistoare monolitice din care două sînt în conexiune Darlington), *LM* 3026/3054 (foarte asemănătoare cu βA 3054), *LM* 3045/3046/3086/3145/3146 (cinci tranzistoare din care două au emitorul comun).

Firma *MOTOROLA* produce mixerul echilibrat *MC* 1496/1596 care conţine două configuraţii de amplificator diferenţial împreună cu polarizările respective.

Firma *RCA* produce circuitele *CA* 3005/3006 (configuraţie de amplificator diferenţial şi sursă de curent conectată în emitorii comuni împreună cu polarizarea sursei de curent) *CA* 3018, *CA* 3026/3054, *CA* 3028/3053 (amplificator diferenţial polarizat), *CA* 3045/3046, *CA* 3050/3051 (două amplificatoare diferenţiale cu tranzistoare Darlington).

BIBLIOGRAFIE

1. *P.R. Gray, R. G. Meyer*, Circuite integrate analogice. Analiză şi proiectare. Editura Tehnică, Bucureşti, 1983.
2. *P. E. Gray, C. L. Searle*, Bazele electronicii moderne, vol. I şi II, Editura Tehnică, Bucureşti, 1973.
3. *A. Vătăşescu, ş.a.* Circuite integrate liniare. Manual de utilizare. Vol. 1, Editura Tehnică, Bucureşti, 1979.
4. *I. Ponner*, Electronică industrială, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1972.
5. * * * Analogue circuits, Data handbook, *MBLE*, 1978.
6. * * * Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungs electronik, Datenbuch, *SIEMENS*, 1983/1984.
7. * * * Linear Integrated Circuit Fundamentals, Desing & Application, *RCA*.
8. * * * The European Consumer Selection, *MOTOROLA*, 1977.

βTDA 655

5 Regulator de turație pentru motoare de curent continuu de casetofon

5.1. Prezentarea circuitului

5.1.1. Destinație

Circuitul integrat β*TDA* 655 este destinat menținerii constante a vitezei de rotație a motoarelor de curent continuu cu magnet permanent, de mică putere, utilizate în casetofoane sau radiocasetofoane. Schema de aplicație conține un număr redus de componente: o capacitate de compensare, o rezistență și un potențiometru semireglabil pentru reglajul turației.

Tensiunea de referință internă se caracterizează printr-o stabilitate ridicată la variația tensiunii de alimentare și a temperaturii. Etajul de ieșire este proiectat pentru un curent maxim de cca. 1,8 A și o tensiune de saturație de valoare mică, fapt ce oferă o flexibilitate în adaptarea schemei de aplicație la motoare cu caracteristici diferite. Gama de valori a tensiunii de alimentare este cuprinsă între 3,8 V și 18 V. Circuitul conține și un etaj de protecție termică. Încapsularea se realizează într-o capsulă *TABS* cu 12 terminale.

Performanțele electrice ale schemei de aplicație cu β*TDA* 655 sînt net superioare variantei cu elemente discrete, circuitul menținînd practic nealterată caracteristica de rotație a motorului în timp și la variația cu sarcina (cuplu).

5.1.2. Schema bloc

Funcția de regulator de turație a motoarelor de mică putere cu magnet permanent urmărește compensarea variației cuplului motor, astfel încît tensiunea contra-electromotoare (t.c.e.m.) să fie practic independentă de variațiile tensiunii de alimentare și ale curentului prin motor (I_M).

Schema bloc a circuitului integrat β*TDA* 655 prezentată în figura 5.1 conține următoarele etaje:

- o referință flotantă de tensiune de tip „bandă interzisă" avînd o valoare tipică de 1,5 V;

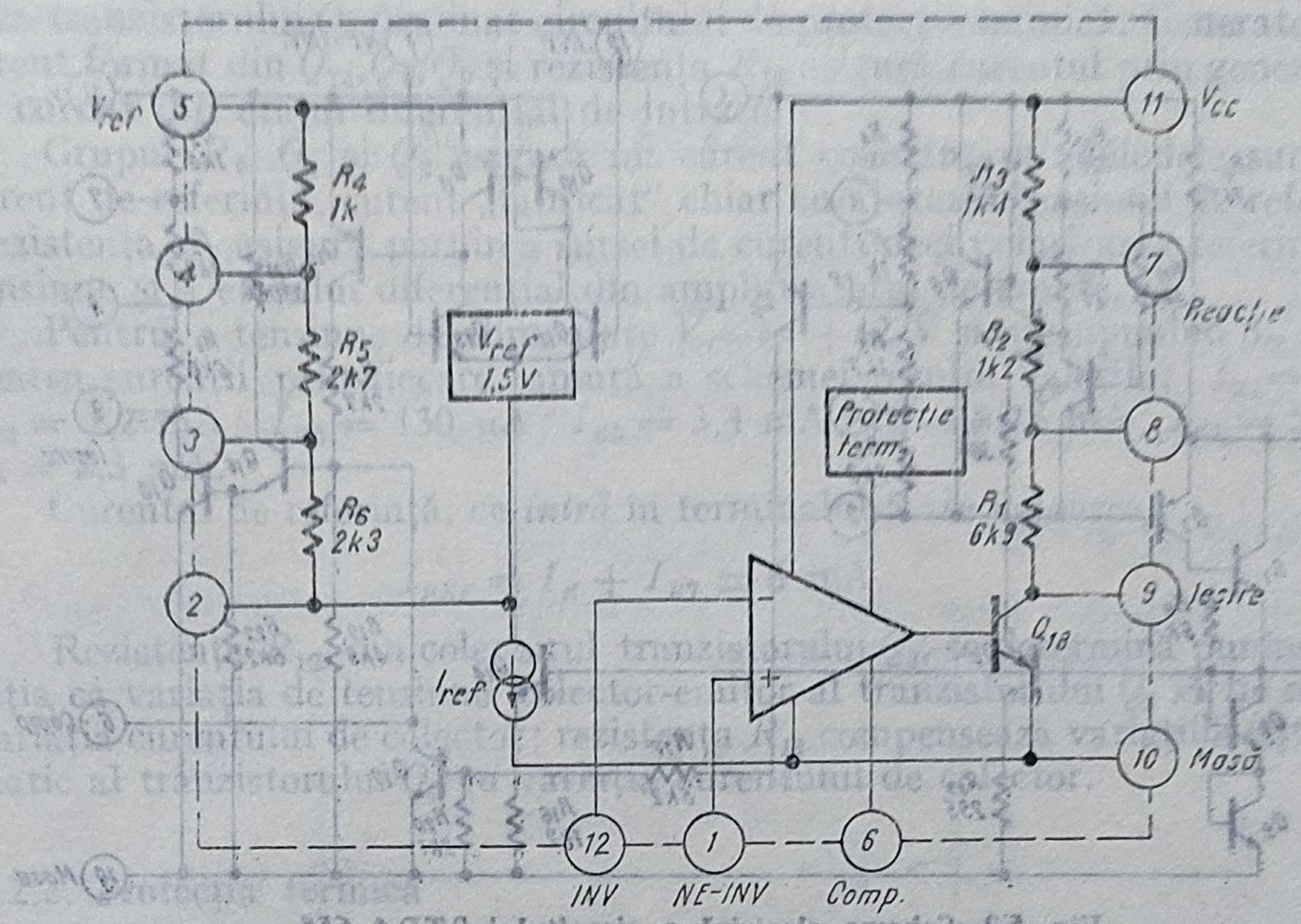


Fig. 5.1. Schema bloc a circuitului βTDA 655.

- o protecție termică care blochează etajul de ieșire atunci cînd temperatura cipului atinge valoarea $T_j = +125°C$;
- un amplificator de eroare;
- un etaj de putere.

Observație. *Caracterul inversor și neinversor al intrărilor amplificatorului de eroare (INV și NE—INV) este definit față de ieșirea amplificatorului (baza tranzistorului Q_{18}) și nu față de terminalul 9- IEȘIRE.*

5.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat βTDA 655 este prezentată în figura 5.2.

5.2.1. Referința de tensiune

Sursa de tensiune de referință este de tip bandă interzisă [1]. Ea este formată (vezi figura 5.3) din tranzistoarele Q_3, Q_4 și Q_5 și rezistențele R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{14} și R_{15}. Rezistențele R_4, R_5 și R_6 permit obținerea unor fracțiuni din V_{REF}. Tensiunea de referință este flotantă; ea se obține între colectorul și emitorul tranzistorului Q_5, respectiv între terminalele 5 și 2 ale capsulei avînd o valoare tipică de 1,5 V. Cu ajutorul unei prize pe rezistența R_5 se polarizează

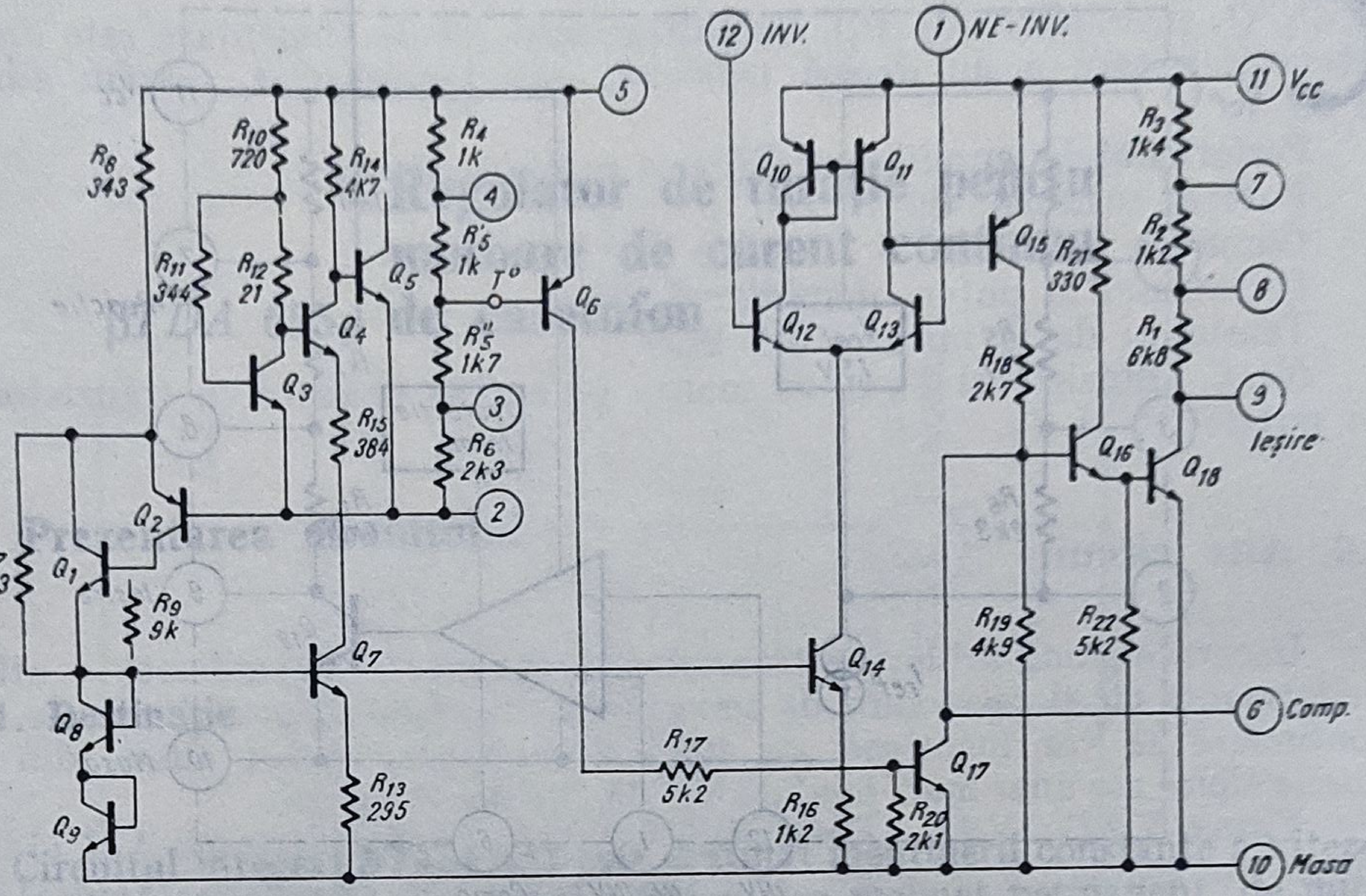


Fig. 5.2. Schema electrică a circuitului βTDA 655.

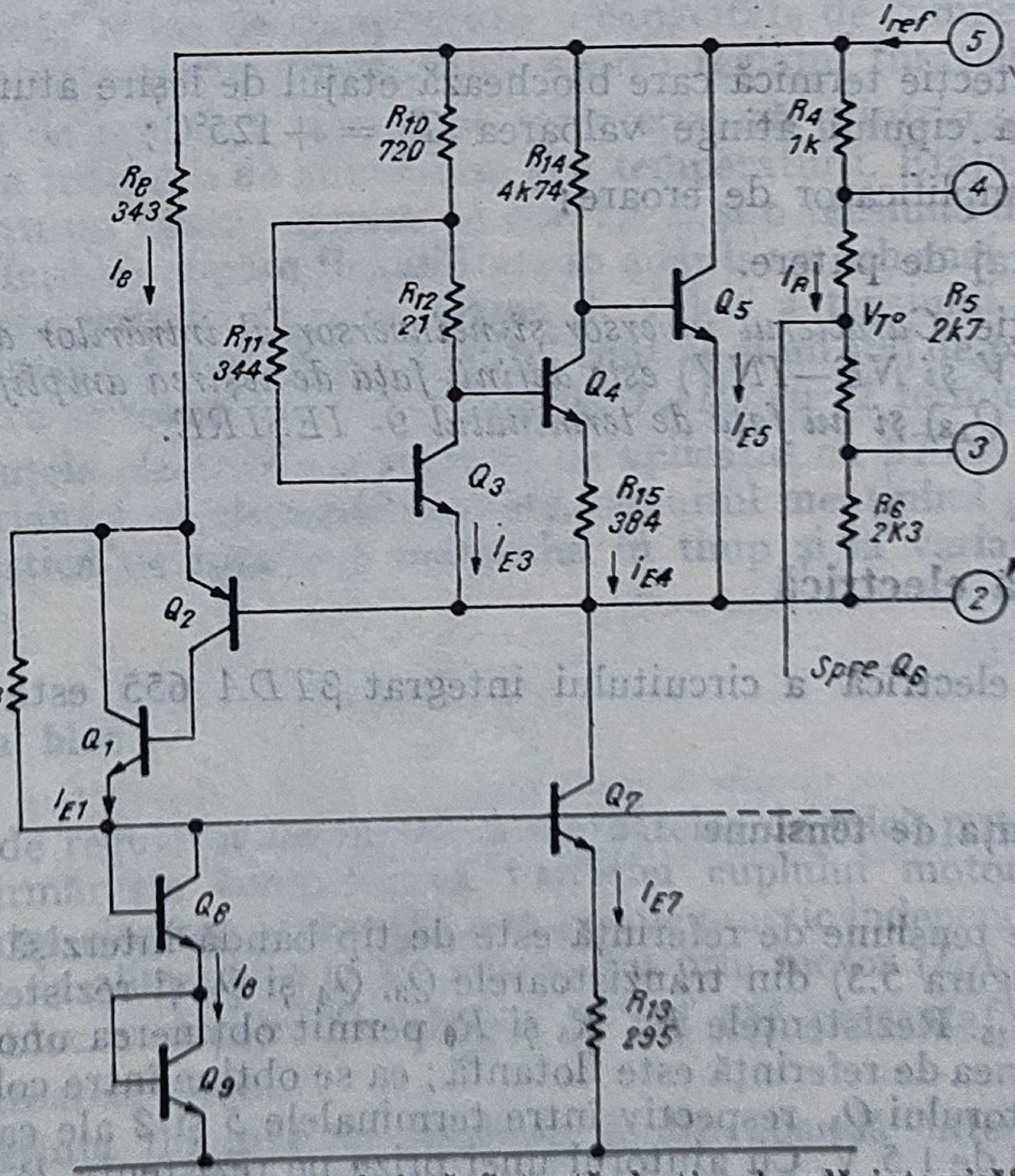


Fig. 5.3. Sursa de referință flotantă de tip „bandă interzisă".

baza tranzistorului Q_6 destinat circuitului de protecție termică. Generatorul de curent format din Q_{14}, Q_8, Q_9 și rezistența R_{16} asigură curentul prin generatorul de curent din etajul diferențial de intrare.

Grupul R_8, Q_1 și Q_2 asigură un curent constant prin diodele sursei de curent de referință, curent „fabricat" chiar cu ajutorul tensiunii de referință. Rezistența R_7 asigură pornirea sursei de curent, deci polarizarea referinței de tensiune și a etajului diferențial din amplificatorul de eroare.

Pentru o tensiune de alimentare $V_{CC} = +12$ V și presupunînd $\beta_N = 100$ pentru curenții prin fiecare ramură a schemei rezultă valorile: $I_{E1} = 5\mu A$; $I_{E3} = 1{,}2$ mA; $I_{E4} = 130$ µA; $I_{E5} = 3{,}4$ mA; $I_R = 0{,}25$ mA; $I_{E7} = 5$ mA; $I_8 = 2{,}3$ mA.

Curentul de referință, ce *intră* în terminalul *5* are valoarea

$$I_{REF} = I_R + I_{E7} \simeq 6 \text{ mA}.$$

Rezistența R_{12}, din colectorul tranzistorului Q_3, se determină punînd condiția ca variația de tensiune colector-emitor al tranzistorului Q_3 să fie nulă la variația curentului de colector; rezistența R_{11} compensează variațiile cîștigului static al tranzistorului Q_3 cu variația curentului de colector.

5.2.2. Protecția termică

Încălzirea excesivă a structurii circuitului integrat, datorită puterii disipate de tranzistorul de ieșire (Q_{18}, vezi figura 5.2) conduce la distrugerea circuitului prin depășirea temperaturii maxim admisibilă a joncțiunii (T_{jmax}). Blocarea etajului de ieșire, deci anularea curentului prin tranzistorul Q_{18} se obține prin deschiderea tranzistorului Q_{17}. La deschiderea tranzistorului Q_{17}, tensiunea pe baza tranzistorului Q_{16} devine egală cu tensiunea de saturație a tranzistorului Q_{17} și etajul de ieșire se va bloca. Comanda de deschidere a tranzistorului Q_{17} la o temperatură prescrisă (egală cu $T_{jmax} = +125°C$) este dată de tranzistorul Q_6 care joacă rolul de traductor de temperatură „citind" temperatura cipului (la 25°C tranzistorul Q_6 — polarizat cu o tensiune bază-emitor $V_{REF}(R_4 + R_5')/(R_4 + R_5' + R_5'' + R_6) \approx 0{,}5$ V — este practic blocat).

Variațiile tehnologice influențează cu aproximativ ±3°C temperatura la care protecția termică blochează etajul final. Abaterea este cu totul neglijabilă în ceea ce privește asigurarea protecției circuitului în cazul încălzirii excesive a structurii (cipului).

5.2.3. Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare (vezi figura 5.4) este format din etajul diferențial Q_{12} și Q_{13} avînd ieșirea asimetrică. Oglinda de curent $Q_{10}-Q_{11}$ constituie sarcina activă a etajului de intrare. Ieșirea asimetrică, colectorul tranzistorului Q_{13}, este legată în baza tranzistorului *pnp*—Q_{15}. Polarizarea etajului de intrare este asigurată de generatorul de curent format din tranzistorul Q_{14} și diodele Q_8, Q_9. Curentul de colector al tranzistorului Q_{14} are o valoare tipică de 600 µA, variind datorită dispersiei tehnologice între 460 ... 830 µA.

În aceste condiții, pentru un cîștig static al tranzistoarelor de intrare de 100, curentul de intrare este

$$I_{B12} = I_{B13} = 2{,}3\ \mu A \ldots 4{,}15\ \mu A,$$

avînd o valoare tipică de 3 μA.

Cîștigul în tensiune al etajului de intrare are o valoare tipică de peste 1000 și o impedanță de ieșire mai mare de 100 kΩ[1,2].

Semnalul de eroare obținut la ieșirea amplificatorului de intrare este amplificat de tranzistorul Q_{15}, divizat de grupul R_{18}, R_{19} aproximativ în raportul 2/3 și aplicat etajului de ieșire Q_{16}, Q_{18} — amplificator de putere.

5.2.4. Etajul de putere

Etajul de putere (vezi figura 5.4) este format din tranzistoarele Q_{16}, Q_{18} în montaj colector comun-emitor comun [1], și rezistențele R_{21}, R_{22}, R_1, R_2, R_3.

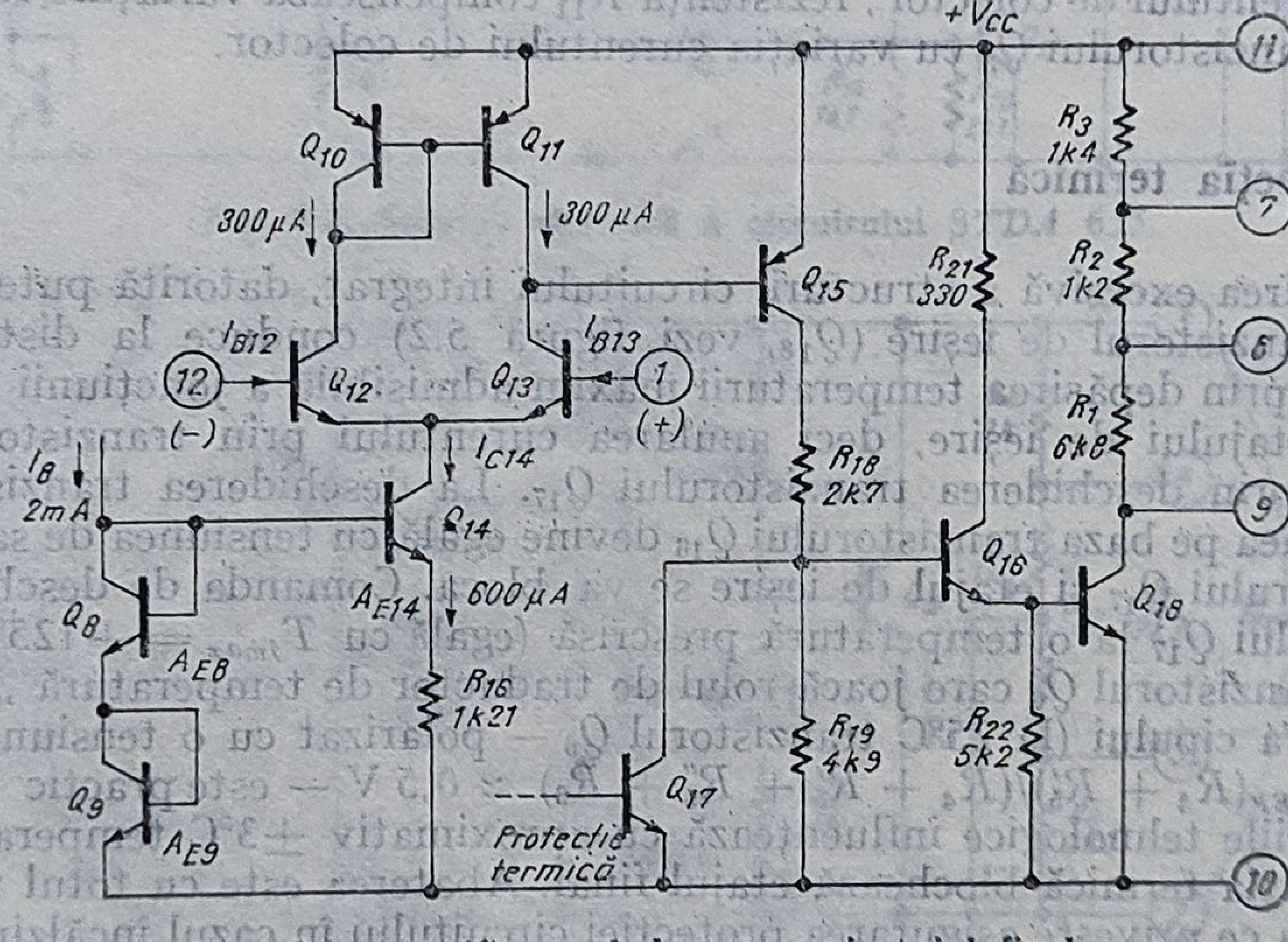


Fig. 5.4. Amplificatorul de eroare și etajul final.

Intrările *INVERSOARE* (terminalul *12*) și *NE-INVERSOARE* (terminalul *1*) ale amplificatorului de eroare *sînt definite față de baza tranzistorului Q_{16} — intrarea etajului de putere.*

Grupul de rezistențe R_1, R_2 și R_3 din colectorul tranzistorului de putere Q_{18} permite alegerea factorului de reacție în funcție de aplicația dorită.

Constructiv, tranzistorul Q_{18} a fost proiectat să reziste la un curent de peste 1,8 A. Totuși în cazul unui scurtcircuit pe sarcină, între terminalul de colector — *9* și tensiunea de alimentare — *11*, el se poate distruge nefiind protejat la scurtcircuit.

Într-adevăr în cazul extrem care corespunde saturării tranzistorului Q_{18}, pentru o tensiune de alimentare de +12 V, curentul I_{C18} este limitat de rezis-

tenţa R_{21} la o valoare de circa 32,8 mA. Deoarece $I_{B18} \approx I_{C16}$ rezultă că valoarea curentului de colector al tranzistorului Q_{18} (presupunînd că $h_{21E,18} \geqslant 60$) în cazul unui scurtcircuit între colector şi alimentare, depăşeşte 1,9 A fapt care poate duce la distrugerea tranzistorului de ieşire.

5.3. Parametrii

5.3.1. Performanţele circuitului

Parametrii electrici ce caracterizează regulatorul de turaţie βTDA 655 sînt prezentaţi în *Tabelul 5.1.*

Tabelul 5.1

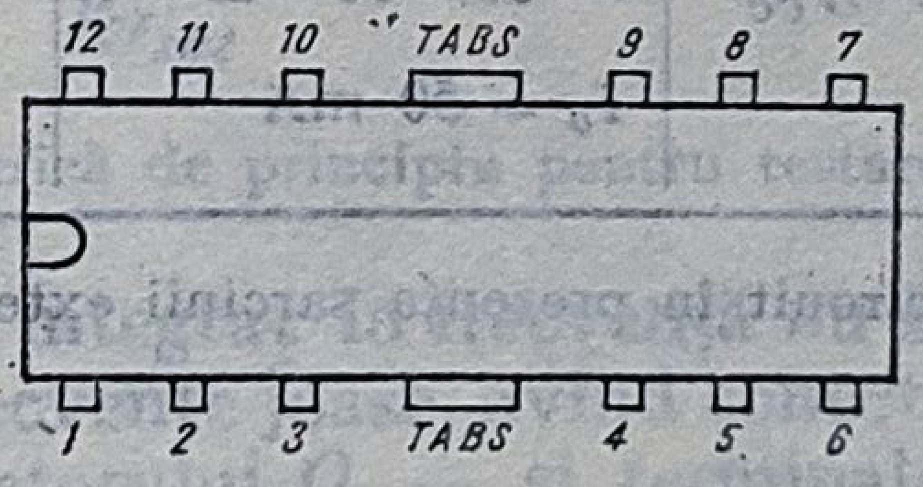
βTDA 655

Regulator de turaţie

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Limitele minime/maxime de alimentare (V_{CC})	+3,8 V ... +18 V
Curentul maxim de ieşire	1,8A
Tensiunea maximă pe terminale	$\leqslant V_{CC}$
Gama temperaturilor de funcţionare	0°C ... + 70°C
Temperatura maximă a joncţiunii	+125°C
Gama temperaturilor de stocare	−25°C ... +125°C
Puterea disipată maximă	1 W (la+25°C)

CONFIGURAŢIA TERMINALELOR



capsula *CB* 109 B

vedere de sus

1 *Intrare NE-INVERSOARE*	7 *IEŞIRE* (R_2)
2 *REFERINŢĂ*	8 *IEŞIRE* (R_1)
3 *REFERINŢĂ* (R_0)	9 *IEŞIRE*
4 *REFERINŢĂ* (R_s)	10 *MASA*
5 *REFERINŢĂ*	11 V_{CC} *(alimentare)*
6 *COMPENSARE*	12 *INTRAREA INVERSOARE*

Notă: Aripioarele de răcire (*TABS*) ale capsulei sînt legate intern la terminalul *10 (masă)* şi pot fi conectate la masa sursei de alimentare sau lăsate liber.

Tabelul 5.1 (continuare)

βTDA 655

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25°C$ și $V_{CC} = +12$ V dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de referință	V_{REF}	fără sarcină	1,20	1,50	1,80	V
Variația tensiunii de referință cu tensiunea de alimentare	ΔV_{REF}	$V_{CC} = +6...+15$V $V_{CC} = +4...+18$V fără sarcină	−3 −15	0 0	+3 +15	mV mV
Coeficientul de temperatură al tensiunii de referință	$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta t(Vj)}$	fără sarcină	−0,7	0	+0,7	mV/°C
Curentul de alimentare	I_{CC}	fără sarcină (Nota 1)	4	8	12	mA
Curentul de intrare	I_{IB}	fără sarcină		4		μA
Tensiunea de saturație a tranzistorului de ieșire	V_{CEsat}	$I_o = 0,2$ A $I_o = 0,8$ A		0,15 1	0,45 1,35	V V
Curentul de pornire motor	I_o	$V_{CC} = +3,8$ V $R_{MOT} = 10\ \Omega$ $V_{CC} = 12$ V $R_{MOT} = 10\ \Omega$	0,3 0,7	 0,85		A A
Variația relativă a vitezei de rotație cu sarcina	$(\Delta\omega/\omega)_{I_o}$	$I_o = 100$mA... ... 200 mA		0,6		%
Variația relativă a vitezei de rotație cu tensiunea de alimentare	$(\Delta\omega/\omega)_{V_{CC}}$	$\Delta V_{CC}/V_{CC} = \pm 33\%$ $I_o = 50$ mA		±0,3	±0,6	%

Nota 1. Curentul consumat de circuit în prezența sarcinii exterioare se calculează cu relația $I_{CC} = 8\text{ mA} + I_o/80$.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th,\ j-a}$	100°C/W
Rezistență termică joncțiune capsulă (Nota 2)	$R_{th,\ j-c}$	35°C/W

Nota 2. Temperatura capsulei se consideră drept temperatura punctelor de fixare pe un radiator infinit.

5.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurarea parametrilor electrici prezentaţi în *Tabelul 5.1* se face cu ajutorul unui sistem automat de testare. Schema electrică de principiu a plăcii de testare este prezentată în figura 5.5. Configuraţia de măsură, specifică fiecărui parametru, se face prin comanda corespunzătoare a comutatoarelor K_1, K_2 şi K_3 şi aplicarea tensiunilor sau curenţilor doriţi.

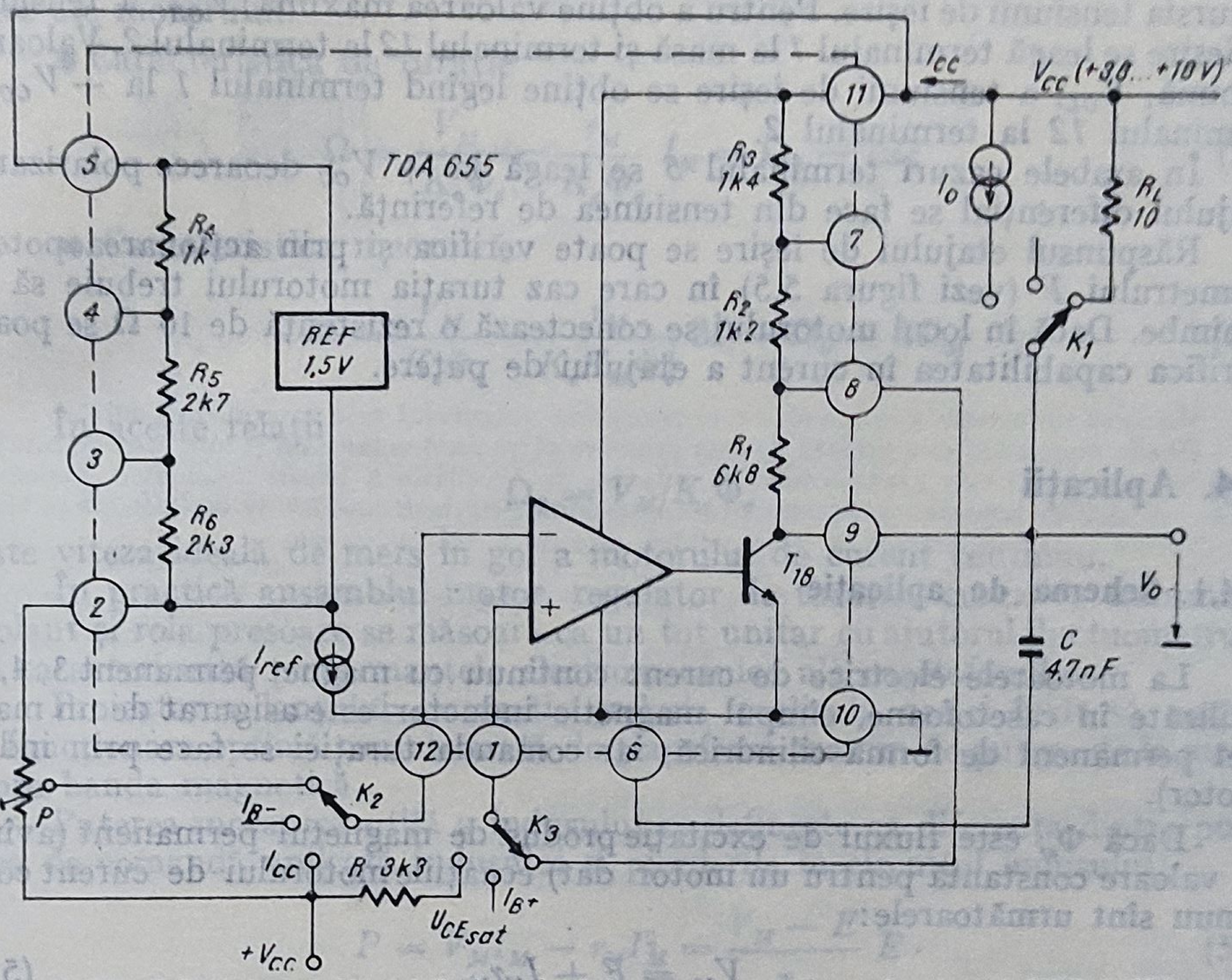


Fig. 5.5. Schema electrică de principiu pentru testarea circuitului βTDA 655.

Testarea circuitului integrat în frecvenţă nu se justifică, întrucît el funcţionează în aplicaţii la frecvenţe joase, avînd conectat între terminalul de compensare *6* — baza tranzistorului Q_{16}— şi terminalul de ieşire *9* — colectorul tranzistorului Q_{18} (vezi figura 5.2) — o capacitate de 4,7 nF care este multiplicată prin efect Miller. Această observaţie este întru totul justificată dacă luăm în consideraţie inerţia mecanică a ansamblului cinematic din casetofon (motor-curea-volant).

5.3.3. Măsurători la utilizator

În majoritatea cazurilor utilizatorul verifică funcţional circuitul integrat, în schema de aplicaţie aleasă. Această remarcă este îndreptăţită în special în cazul în care dorim să ştim dacă circuitul integrat β*TDA* 655 dintr-un casetofon este defect sau nu.

Cu ajutorul schemei de măsură din figura 5.5 se pot efectua următoarele măsurători:

● în poziția „STOP" — etajul de ieșire blocat — se poate măsura curentul de alimentare care trebuie să fie în gama 4 ... 12 mA;

● între terminalul *5* și *2* se măsoară tensiunea de referință, a cărei valoare este cuprinsă între 1,2 ..., 1,8 V;

● verificarea etajului comparator și a etajului de ieșire se face măsurînd excursia tensiunii de ieșire. Pentru a obține valoarea maximă, V_{OH}, a tensiunii de ieșire se leagă terminalul *1* la masă și terminalul *12* la terminalul *2*. Valoarea minimă, V_{OL}, a tensiunii de ieșire se obține legînd terminalul *1* la $+V_{CC}$ și terminalul *12* la terminalul *2*.

În ambele cazuri terminalul *5* se leagă la $+V_{CC}$ deoarece polarizarea etajului diferențial se face din tensiunea de referință.

Răspunsul etajului de ieșire se poate verifica și prin acționarea potențiometrului *P* (vezi figura 5.5) în care caz turația motorului trebuie să se schimbe. Dacă în locul motorului se conectează o rezistență de 10 Ω se poate verifica capabilitatea în curent a etajului de putere.

5.4. Aplicații

5.4.1. Schema de aplicație

La motoarele electrice de curent continuu cu magnet permanent 3, 4, 5, utilizate în casetofoane, cîmpul magnetic inductor este asigurat de un magnet permanent de formă cilindrică, iar comanda turației se face prin indus (rotor).

Dacă Φ_e, este fluxul de excitație produs de magnetul permanent (avînd o valoare constantă pentru un motor dat) ecuațiile motorului de curent continuu sînt următoarele:

$$V_M = E + I_M r_M, \tag{5.1}$$

$$E = K_e \Phi_e \Omega, \tag{5.2}$$

$$M = K_M \Phi_e I_M, \tag{5.3}$$

unde s-a notat:

V_M — tensiunea continuă la bornele motorului de c.c.,
E — tensiunea contra electromotoare (t.c.e.m.),
r_M — rezistența electrică a indusului (a bobinajului și contactelor la perii),
K_e — constanta electrică a motorului,
K_M — constanta mecanică a motorului,
I_M — curentul prin indus,
Ω — turația,
M — cuplul motor.

Observație. Constantele electrice și mecanice ale motorului de c.c. sînt definite de relațiile $K_e = \frac{pN}{30\,a}$ și $K_M = \frac{pN}{a\pi}$ în care $2a$ reprezintă numărul căilor de curent (a perechi), p — numărul de perechi de poli și N numărul de spire rotorice.

Din relațiile 5.1, 5.2 și 5.3 rezultă expresiile caracteristicilor de funcționare ale motorului.

- Caracteristica de turație

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e\Phi_e} - \frac{r_M}{K_e\Phi_e} I_M = \Omega_0 - \Delta\Omega \tag{5.4}$$

- Caracteristica mecanică

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e\Phi_e} - \frac{r_M}{K_e K_M \Phi_e^2} M = \Omega_0 - \Delta\Omega_M \tag{5.5}$$

În aceste relații

$$\Omega_0 = V_M/K_e\Phi_e \tag{5.6}$$

este viteza ideală de mers în gol a motorului de curent continuu.

În practică ansamblul motor, regulator de turație, curea de transmisie, volant și rola presoare se măsoară ca un tot unitar cu ajutorul fluctuometrului și caracterizează performanțele electromecanice ale casetofonului.

Proiectarea lanțului cinematic trebuie realizată astfel încît să asigure o funcționare optimă caracterizată de transferul maxim de putere de la motor spre banda magnetică.

Puterea mecanică utilă a indusului se definește ca diferența dintre puterea de comandă aplicată indusului și pierderile în circuitul indusului:

$$P = V_M I_M - r_M I_M^2 = \frac{V_M - E}{r_M} E. \tag{5.7}$$

Înlocuind în relația 5.7 t.c.e.m. definită în relația 5.2 și ținînd cont de 5.6 se obține

$$P = (\Omega_0 - \Omega)\Omega \frac{K_e^2\Phi_e^2}{r_M}. \tag{5.8}$$

Maximumul puterii utile se obține pentru o turație Ω_{max} a cărei valoare rezultă din rezolvarea ecuației $dP/d\Omega = 0$:

$$\Omega_{max} = \Omega_0/2. \tag{5.9}$$

Înlocuind rezultatul din relația 5.9 în 5.8 se găsește că

$$P_{max} = \frac{1}{4}\frac{V_M^2}{r_M}. \tag{5.10}$$

Exemplu de calcul

Schema mecanică de principiu a unui casetofon este prezentată în figura 5.6. În figură sînt indicate şi valorile care corespund acestui exemplu de calcul.

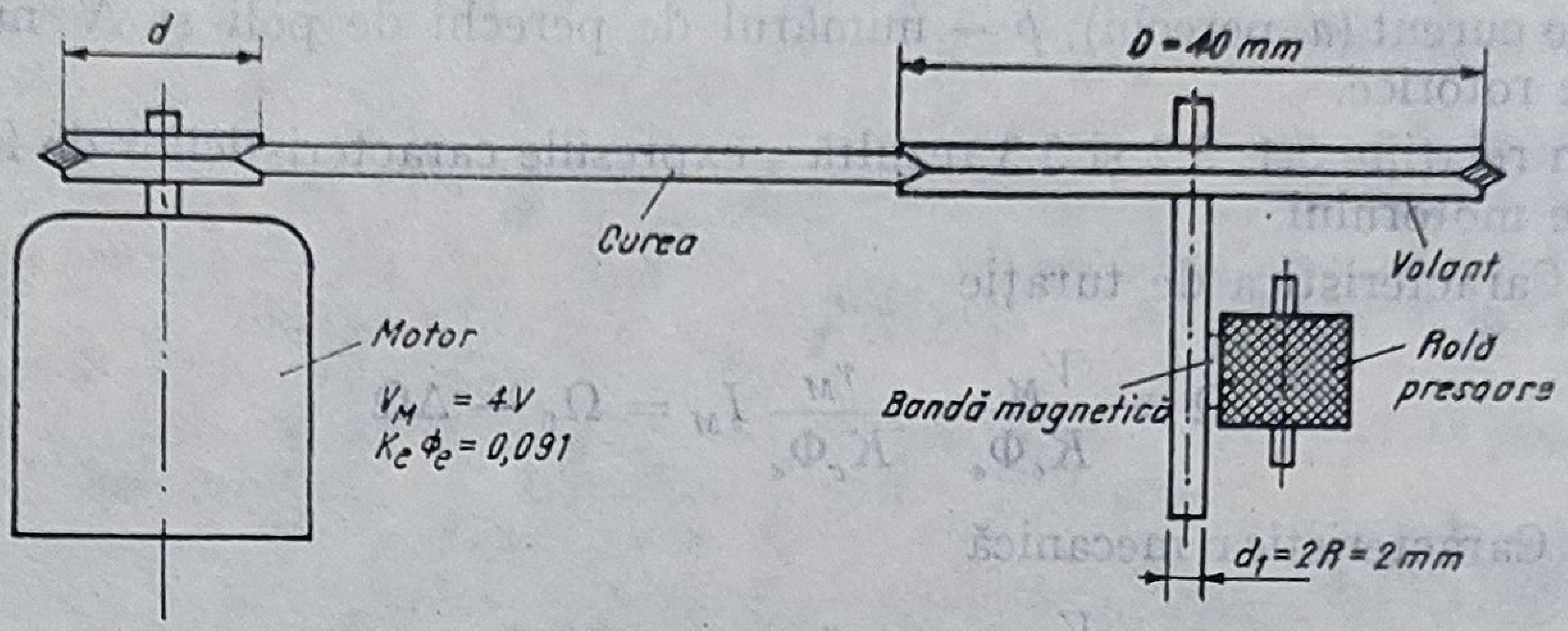


Fig. 5.6. Schema de principiu a mecanicii de casetofon.

Mişcarea de rotaţie a motorului este transmisă volantului prin intermediul curelei. Banda magnetică este presată de rola presoare către axul volantului şi mişcarea de rotaţie a axului volantului este transformată în mişcare de translaţie a benzii magnetice. Sistemul trebuie să asigure mişcarea benzii cu viteză constantă prin faţa capului de înregistrare-redare.

Viteza benzii magnetice la un casetofon este de 1 1/7 inch/s sau

$$v = 2{,}54 \times 1\ 1/7\ \text{cm/s} = 4{,}76\ \text{cm/s}.$$

Valoarea turaţiei volantului, ν, rezultă direct

$$\nu = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{v}{2\pi R} = \frac{v}{\pi d_1} = \frac{4{,}76}{\pi \times 0{,}2} = 7{,}57\ \text{rotaţii/s}.$$

Viteza ideală de mers în gol a motorului este

$$\Omega_0 = \frac{V_M}{K_e\Phi_e} = \frac{4}{0{,}091}\ \text{rotaţii/s} \simeq 43{,}956\ \text{rotaţii/s}$$

deci (vezi relaţia 5.9)

$$\Omega_{max} \simeq 22\ \text{rotaţii/s}.$$

Raportul de transmisie motor-volant este

$$\frac{D}{d} = \frac{\Omega}{\nu} = \frac{22}{7{,}57} = 2{,}9$$

deci

$$d = \frac{40}{2{,}9}\ \text{mm} = 13{,}7\ \text{mm}.$$

În practică trebuie să se ţină cont şi de alunecarea curelei pe rola motor şi volant. Totuşi, chiar dacă turaţia reală nu este riguros egală cu turaţia calculată pentru P_{max} se poate considera că motorul lucrează în condiţii optime de putere mecanică utilă maximă, deoarece curba de variaţie a puterii utile în funcţie de turaţie în jurul valorii P_{max}, este suficient de plată pentru variaţii mici ale vitezei de rotaţie.

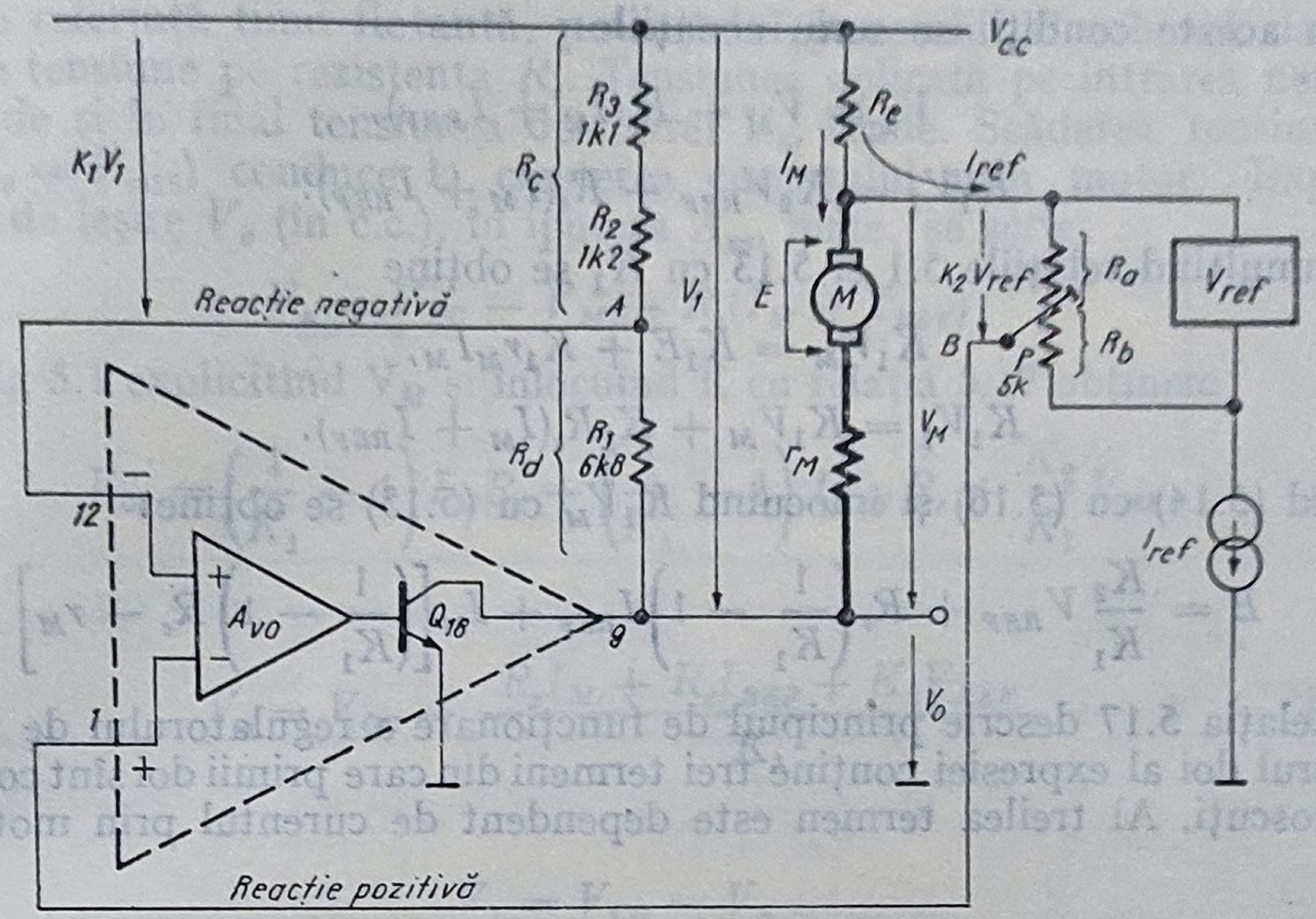


Fig. 5.7. Schema de principiu a aplicaţiei cu regulatorul de turaţie βTDA 655.

Examinînd relaţiile 5.1, 5.2 şi 5.3 se constată că dacă tensiunea V_M la bornele motorului este menţinută constantă şi cuplul motor variază (din cauza sarcinii), atunci curentul prin motor variază proporţional cu cuplul (relaţia 5.3). Cum am presupus $V_M =$ constant, atunci t.c.e.m., E, variază iar conform relaţiei 5.1 se deduce că turaţia, Ω, variază şi ea. În concluzie: alimentarea motorului cu tensiune constantă nu stabilizează turaţia motorului la variaţia cuplului motor, variaţie care apare în mod natural în funcţionarea casetofonului la antrenarea benzii magnetice în casetă. Dacă printr-o metodă oarecare în relaţia 5.1.

$$E = V_M - r_M I_M$$

t.c.e.m. este menţinută constantă, atunci şi turaţia motorului este constantă.

Referindu-ne la figura 5.7 se fac următoarele ipoteze şi notaţii:

- amplificarea cu buclă deschisă a amplificatorului de eroare, A_{v0} este suficient de mare astfel că în calcule eroarea introdusă de valoarea finită a amplificării este neglijabilă;
- notăm:

$$K_1 = \frac{R_c}{R_c + R_d}, \tag{5.11}$$

$$K_2 = \frac{R_a}{R_a + R_b}, \tag{5.12}$$

R_e — rezistenţa exterioară circuitului care are rolul de a citi curentul care trece prin motor,

r_M — rezistenţa electrică a motorului;

În aceste condiții se scriu ecuațiile:

$$V_1 = V_M + R_e(I_M + I_{REF}), \tag{5.13}$$

$$K_1V_1 = K_2V_{REF} + R_e(I_M + I_{REF}). \tag{5.14}$$

Înmulțind relațiile 5.1 și 5.13 cu K_1 se obține

$$K_1V_M = K_1E + K_1r_MI_M, \tag{5.15}$$

$$K_1V_1 = K_1V_M + K_1R_e(I_M + I_{REF}). \tag{5.16}$$

Egalînd (5.14) cu (5.16) și înlocuind K_1V_M cu (5.15) se obține:

$$E = \frac{K_2}{K_1}V_{REF} + R_e\left(\frac{1}{K_1} - 1\right)I_{REF} + I_M\left[\left(\frac{1}{K_1} - 1\right)R_e - r_M\right] \tag{5.17}$$

Relația 5.17 descrie principiul de funcționare a regulatorului de turație. Membrul doi al expresiei conține trei termeni din care primii doi sînt constanți și cunoscuți. Al treilea termen este dependent de curentul prin motor, I_M. Dacă

$$\left(\frac{1}{K_1} - 1\right)R_e - r_M = 0 \tag{5.18}$$

atunci t.c.e.m. (E) — respectiv expresia 5.17 — devine independentă de curentul prin motor deci

$$E = constant$$

ceea ce implică și

$$\Omega = constant$$

deoarece

$$E = \frac{K_2}{K_1}V_{REF} + r_MI_{REF} = K_e\Phi_e\,\Omega = constant. \tag{5.19}$$

În concluzie, pentru un motor dat (r_M cunoscut) și o configurație a schemei de aplicație cunoscută (K_1, K_2, V_{REF}, I_{REF}) alegînd rezistența exterioară egală cu

$$R_e = \frac{K_1}{1 - K_1}r_M \tag{5.20}$$

turația motorului este constantă.

Să observăm că sistemul format din circuitul integrat β*TDA* 655, motor și rezistență exterioară, R_e (vezi figura 5.7) *conține o buclă de reacție negativă de tensiune și o buclă de reacție pozitivă.* Între ramura ce cuprinde rezistențele R_1, R_2, R_3 — nodul A și intrarea inversoare (amplificatorul reprezentat cu linie întreruptă) se închide bucla de reacție negativă. Între punctul B, ce corespunde cursorului potențiometrului P și intrarea neinversoare a amplificatorului (linie întreruptă) se închide bucla de reacție pozitivă. Într-adevăr urmărind numai această buclă de reacție, dacă presupunem că I_M crește, ten-

siunea de referinţă fiind flotantă, potenţialul punctului B coboară datorită căderii de tensiune pe rezistenţa R_e. Tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare scade şi în final tensiunea de ieşire, V_o, scade. Scăderea tensiunii de ieşire ($V_o = V_{ce18}$) conduce la creşterea curentului prin motor. Expresia tensiunii de ieşire V_o (în c.c.), în ipoteza A_{vo}, mare, se scrie:

$$V_o = V_{CC} - V_M - R_e(I_M + I_{REF})$$

din relaţia 5.1 explicitînd V_M şi înlocuind E cu relaţia 5.17 obţinem:

$$V_M = \left(\frac{1}{K_1} - 1\right) I_M R_e + \left(\frac{1}{K_1} - 1\right) I_{REF} R_e + \frac{K_2}{K_1} V_{REF} \tag{5.21}$$

atunci

$$V_o = V_{CC} - \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \tag{5.22}$$

şi

$$V_1 = V_{CC} - V_o$$

$$V_1 = \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \tag{5.23}$$

Observăm că tensiunea la bornele motorului, V_M şi tensiunea V_1 (vezi figura 5.7) nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare, V_{CC}. Variaţiile tensiunii de alimentare sînt preluate de tranzistorul Q_{18} — prin modificarea tensiunii colector-emitor (vezi relaţia 5.22).

5.4.2. Stabilitatea schemei de aplicaţie

În relaţiile 5.17, 5.21, 5.22 şi 5.23 variabila este curentul prin motor.

Considerînd schema echivalentă în c.a. a aplicaţiei prezentate în figura 5.7 se determină condiţia de stabilitate a sistemului motor-circuit regulator de turaţie. Această condiţie de stabilitate se impune a fi cunoscută deoarece sistemul este realizat cu o buclă de reacţie negativă şi o buclă de reacţie pozitivă.

Schema echivalentă în curent alternativ[6] a aplicaţiei cu βTDA 655 este prezentată în figura 5.8.

Reacţia de tensiune de la ieşire prin divizorul R_a, R_c aplică pe intrarea inversoare o tensiune notată cu u'_i proporţională cu tensiunea v_o.

Reacţia în curent apare prin intermediul căderii de tensiune pe rezistenţa $R_e(R_e < r_M)$ parcursă de curentul i_M ce trece prin motor, notată cu u''_i care se aplică pe intrarea neinversoare.

Ne interesează să găsim o relaţie între variaţia t.c.e.m., e, şi variaţia curentului prin motor, i_M, provocată de sarcina motorului (variaţia cuplului motor) şi deoarece există şi o reacţie pozitivă să obţinem condiţia de stabilitate a sistemului.

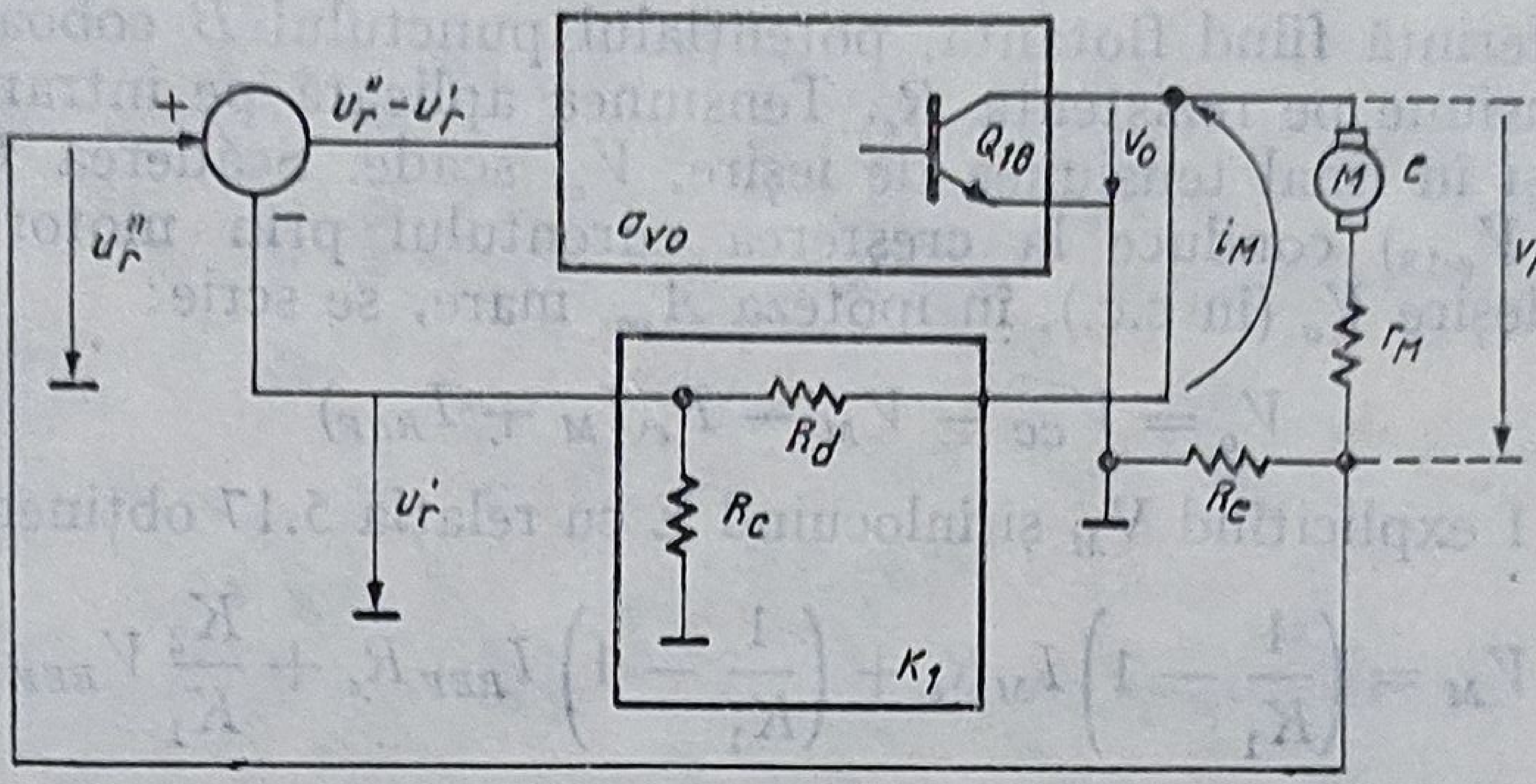


Fig. 5.8. Schema echivalentă în c.a. a aplicației cu β*TDA 655*.

Prin operații algebrice simple din relațiile

$$u_r' = \frac{R_c}{R_c + R_d} v_o = K_1(v_M + u_r'') \tag{5.24}$$

$$u_r'' = R_e i_m \tag{5.25}$$

$$v_M = r_M i_M + e = \frac{r_M}{R_e} u_r'' + e = \left(\frac{1}{\beta} - 1\right) u_r'' + e \tag{5.26}$$

unde s-a notat

$$\beta = \frac{R_e}{R_e + r_M}$$

factorul de reacție în curent, se găsește că

$$e = \frac{a_{v0}\left(1 - \dfrac{K_1}{\beta}\right) - \dfrac{1}{\beta}}{1 + K_1 a_{v0}} R_e i_m \tag{5.27}$$

Presupunînd a_{vo} suficient de mare relația 5.27 devine

$$e = \frac{1 - K_1/\beta}{K_1} R_e i_M. \tag{5.28}$$

Expresia 5.28 ne dă relația dintre variațiile curentului prin motor (cuplu) și variațiile t.c.e.m. Cum t.c.e.m. este legată de turație prin relația 5.2 rezultă legătura directă dintre variațiile curentului prin motor și variațiile de turație a motorului. În funcție de semnul coeficientului lui i_M și sensul de variație a curentului prin motor — de creștere sau scădere față de valoarea de regim — se disting cinci cazuri:

(1) t.c.e.m. este independentă de variația curentului prin motor (situație optimă), $E = const$, deci

$$e = 0$$

sau

$$1-\frac{K_1}{\beta}=0$$

care se rescrie astfel

$$R_e=\frac{K_1}{1-K_1}r_M=\frac{R_e}{R_d}r_M$$

Se observă că această relație este identică cu relația 5.20.
(2) — (5) Celelalte patru cazuri sînt următoarele

	$1-K_1/\beta>0$ $R_s>r_M R_e/R_d$		$1-K_1/\beta<0$ $R_s<r_M R_e/R_d$	
	(2)	(3)	(4)	(5)
curentul prin motor	↑	↓	↑	↓
t.c.e.m.	↑	↓	↓	↑
turația	↑	↓	↓	↑
	INSTABIL	INSTABIL	STABIL	STABIL

Dacă sistemul lucrează în condițiile care corespund cazurilor 2 și 3 el este instabil (oscilează) deoarece la creșterea curentului prin motor, respectiv scăderea curentului față de regimul staționar turația crește, respectiv scade. Dacă sistemul funcționează în condițiile care corespund cazurilor 4 și 5 sistemul este stabil, deoarece le tinde să compenseze scăderea respectiv creșterea turației motorului.

În concluzie condiția de stabilitate este

$$1-\frac{K_1}{\beta}\leqslant 0$$

sau

$$K_1\geqslant\beta \tag{5.29}$$

a cărei interpretare fizică este directă: reacția negativă (K_1) trebuie să fie mai puternică decît reacția pozitivă.

În continuare să determinăm lucrînd pe un exemplu concret variația relativă a turației în funcție de variația relativă a valorii rezistenței R_e.

Vom presupune un motor de casetofon care funcționează în bucla de reglaj a circuitului $\beta TDA655$, caracterizată de $V_{REF}=1{,}5$ V, $K_2=0{,}5$, $K_1=0{,}276$ ($R_e+R_d=9{,}4$ kΩ, $R_e=2{,}6$ kΩ), $r_M=10\Omega$, $I_{M0}=100$ mA, $I_{REF}=6$ mA.

Valoarea rezistenței R_s se calculează cu 5.20:

$$R_s=\frac{2{,}6}{9{,}4-2{,}6}10\Omega=3{,}82\ \Omega.$$

Deoarece

$$\frac{\Delta E}{E_0} = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_0}$$

ținînd cont de (5.17) și (5.20) se obține

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega_0} = \frac{r_M(I_{REF} + I_{M0})}{\frac{K_2}{K_1} V_{REF} + r_M I_{REF}} \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Înlocuind valorile numerice rezultă

$$\frac{\Omega\Delta}{\Omega_0} = 0{,}38 \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Acceptînd pentru rezistența R_e o toleranță de 5% se obține o variație a turației (deci și a vitezei de deplasare a benzii prin fața capului casetofonului) de 1,9% valoare absolut acceptabilă.

5.4.3. Reglajul turației

Viteza liniară a benzii magnetice prin fața capului de redare/înregistrare este standardizată pentru casetofoane[7] la valoarea de 4,76 cm/s. Din cauza dispersiei tehnologice de fabricare a motoarelor de c.c., a componentelor electronice ce formează regulatorul electronic de turație și a elementelor mecanice (role, curea, volant) se impune existența unui element de reglaj care să permită obținerea vitezei dorite. În aplicațiile cu circuitul integrat β*TDA*655 reglajul se face cu ajutorul unui potențiometru, P, de 5 kΩ (vezi figura 5.7). El se leagă în paralel cu tensiunea de referință între terminalele *2—3—4—5*, în funcție de valoarea t.c.e.m., E (vezi relația 5.19) și mărimile K_1 (relația 5.11) și K_2 (relația 5.12). Pentru circuitul integrat β*TDA*655, rezistența din colectorul tranzistorului de ieșire, Q_{18}, a fost împărțită în trei:

$$R_1 = 6{,}8\ \text{k}\Omega,$$

$$R_2 = 1{,}2\ \text{k}\Omega,$$

$$R_3 = 1{,}4\ \text{k}\Omega.$$

Din punctul de vedere al reacției negative de tensiune (vezi figura 5.9), din șase combinații posibile, pentru aplicații se rețin următoarele:

- reacție între terminalele *8* și *12*, în care caz:

$$K_1 = 0{,}2766$$

- reacție între terminalele *8* și *12*, cu R_3 în scurtcircuit (terminalele *7* și *11* scurtcircuitate):

$$K_1 = 0{,}15$$

- reacție între terminalele *8* și *12*, cu R_2 în scurtcircuit (terminalele *7* și *8* scurtcircuitate):

$$K_1 = 0{,}1707$$

Tensiunea de referință de 1,5 V este divizată cu rezistențele:

$$R_4 = 1\ \text{k}\Omega$$
$$R_5 = 2{,}7\ \text{k}\Omega$$
$$R_6 = 2{,}3\ \text{k}\Omega$$

Posibilitățile de legare a potențiometrului P, sînt prezentate în figura 5.9. Din variantele posibile, pentru aplicații se rețin:

- potențiometrul între terminalele *2* și *5*. Atunci cînd cursorul potențiometrului se află la extremități:

$$R_a = 0;\ R_b \quad \text{deci} \quad K_2 = 0,$$
$$R_a;\ R_b = 0 \quad \text{deci} \quad K_2 = 1.$$

- potențiometrul între terminalele *3* și *4*. În cazurile limită:

$$R_a = R_4 = 1\ \text{k}\Omega;\ R_b = 4{,}053\ \text{k}\Omega \ \text{și}\ K_2 = 0{,}1979$$
$$R_a = 2{,}753\ \text{k}\Omega;\ R_b = R_6 = 2{,}3\ \text{k}\Omega \ \text{și}\ K_2 = 0{,}5448$$

Dacă considerăm rezistența electrică a motorului de c.c., r_M, și curentul de referință, I_{REF}, cunoscute, fie de exemplu $r_M = 10\ \Omega$ și $I_{REF} = 8$ mA, atunci pentru alegerea configurației adecvate, în funcție de t.c.e.m. (E) se face apel la *Tabelul 5.2*.

Tabelul 5.2

t.c.e.m.	Potențiometrul între 2–5	Potențiometrul între 3–4	
E	$r_M I_{REF} < E < 5{,}423\ V + r_M I_{REF}$	$1.073\ V + r_M I_{REF} < E < 2{,}954 V + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M/2{,}615$
	$r_M I_{REF} < E < 8{,}787\ V + r_M I_{REF}$	$1{,}734\ V + r_M I_{REF} < E < 4{,}787 V + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M/4{,}857$; $R_2 = 0$
	$r_M I_{REF} < E < 10 + r_M I_{REF}$	$1{,}979\ V + r_M I_{REF} < E < 5{,}448 V + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M/5{,}66$; $R_3 = 0$

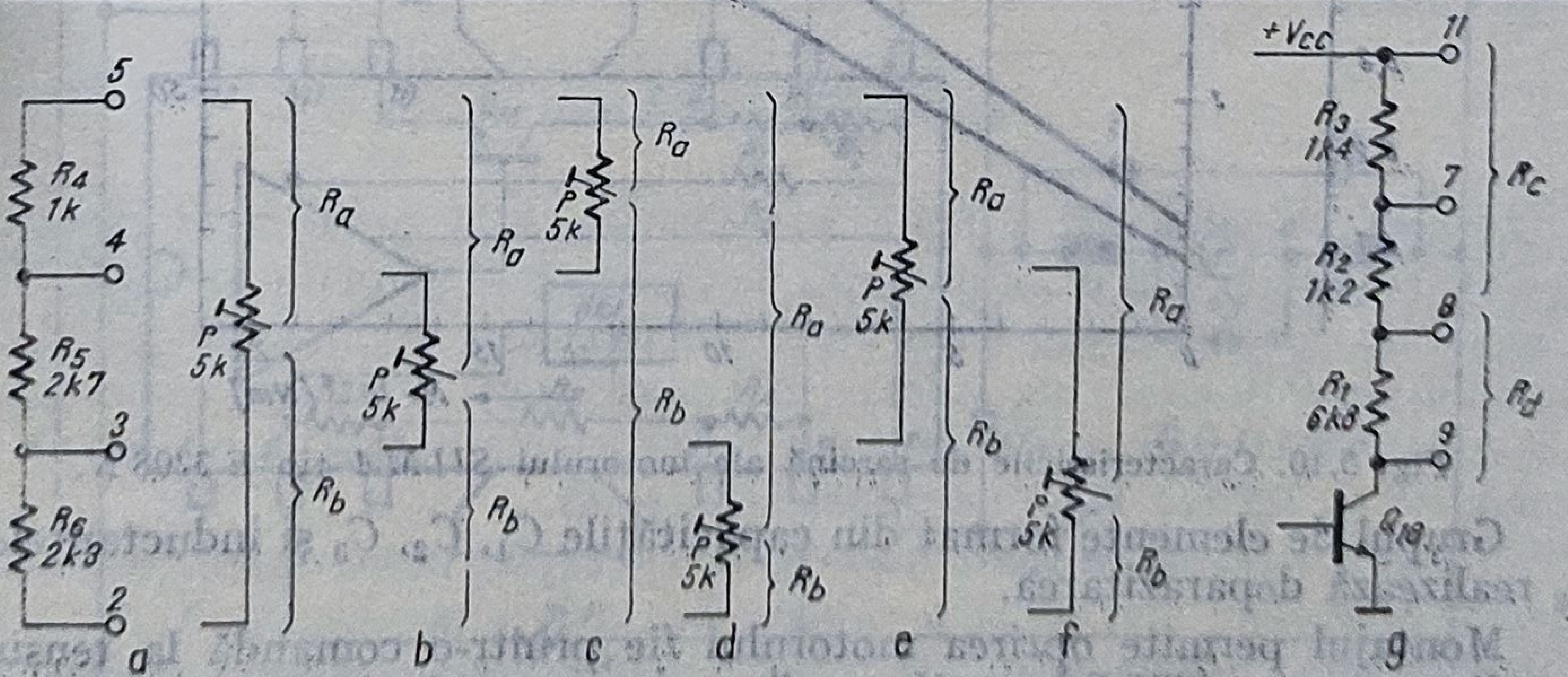


Fig. 5.9. (*a*) – (*f*) Variante de legare a potențiometrului de reglaj, (*g*) – semnificația rezistențelor R_c, R_d pentru etajul de ieșire.

5.4.4. Schema de aplicație

Circuitul integrat β*TDA* 655 oferă proiectantului de casetofoane o variantă rapidă și economică de soluționare a blocului electronic de reglare și menținere constantă a turației motorului de antrenare a benzii magnetice. Spre deosebire de circuitele integrate destinate acestui scop, încapsulate în capsule cu trei terminale (vezi paragraful 5.6), circuitul β*TDA* 655 permite alegerea configurației de regim în funcție de caracteristicile electro-mecanice ale motorului de c.c. folosit.

Pentru prezentarea aplicației tipice se alege motorul de c.c. cu magnet permanent fabricat de firma *SILMA* din R. P. Polonă, folosit în casetofoanele fabricate la noi în țară. Caracteristicile electrice și condițiile de funcționare pentru motorul *SILMA* tip E-3208 N sînt prezentate în *Tabelul* 5.3, iar caracteristicile de sarcină în figura 5.10.

Varianta prezentată în figura 5.11 s-a ales pentru

$$0{,}1\ \mathrm{V} < E < 10\ \mathrm{V};$$

în acest caz

$$R_e = \frac{r_M}{5{,}66} = \frac{10}{5{,}66}\ \Omega = 1{,}77\ \Omega.$$

$$R_3 = \text{scurtcircuit}$$

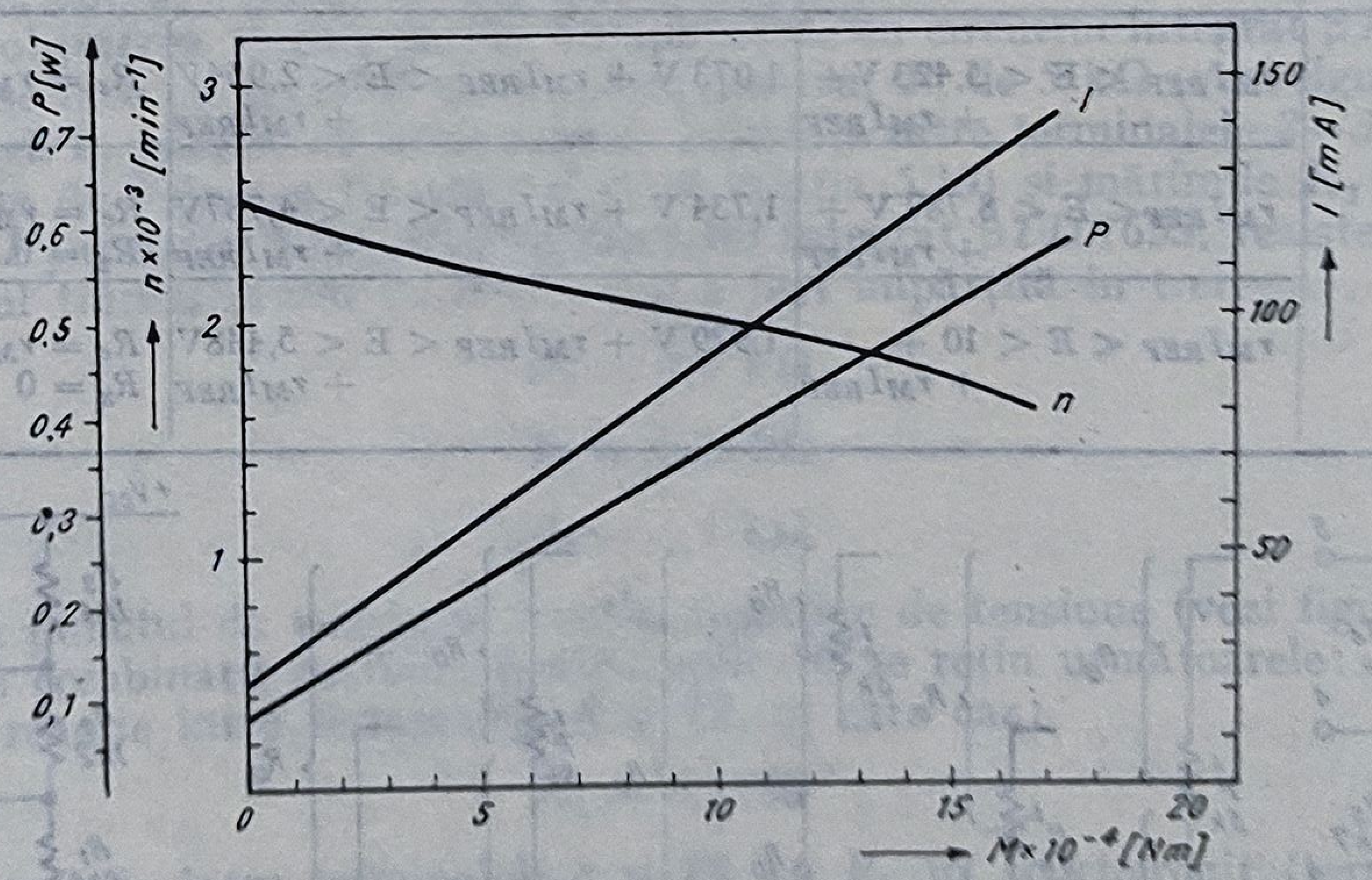


Fig. 5.10. Caracteristicile de sarcină ale motorului *SILMA* tip *E* 3208 *N*.

Grupul de elemente format din capacitățile C_1, C_2, C_3 și inductanțele L_1, L_2 realizează deparazitarea.

Montajul permite oprirea motorului fie printr-o comandă la tensiunea de alimentare — *STOP* la $+V_{cc}$ — fie prin comandă la masă — *STOP* la masă — vezi figura 5.11.

Tabelul 5.3

Caracteristicile motorului SILMA tip E — 3208 N

CONDIȚII DE FUNCȚIONARE

Temperatura ambiantă	+5°C ... +40°C
Mod de funcționare	continuu
Poziția de funcționare	arbitrară

CARACTERISTICI ELECTRICE

Parametrul	Valoare	Unități
Tensiunea nominală	4	V
Viteza de rotație	2000	min^{-1}
Puterea absorbită	0,48	W
Puterea utilă	0,21	W
Curent absorbit (maxim)	120	mA
Cuplu normal	$0{,}981 \times 10^{-3}$	Nm
Cuplu de pornire	$2{,}94 \times 10^{-3}$	Nm
Tensiunea nominală în regim generator (E_{1000})	1,5	V
Sensul de rotație	orar	
Rezistență internă	10	Ω
Durată de funcționare	1000	ore
Clasa de izolație	*E*	
Tip de protecție	*IP* 10	
Greutate	60	g

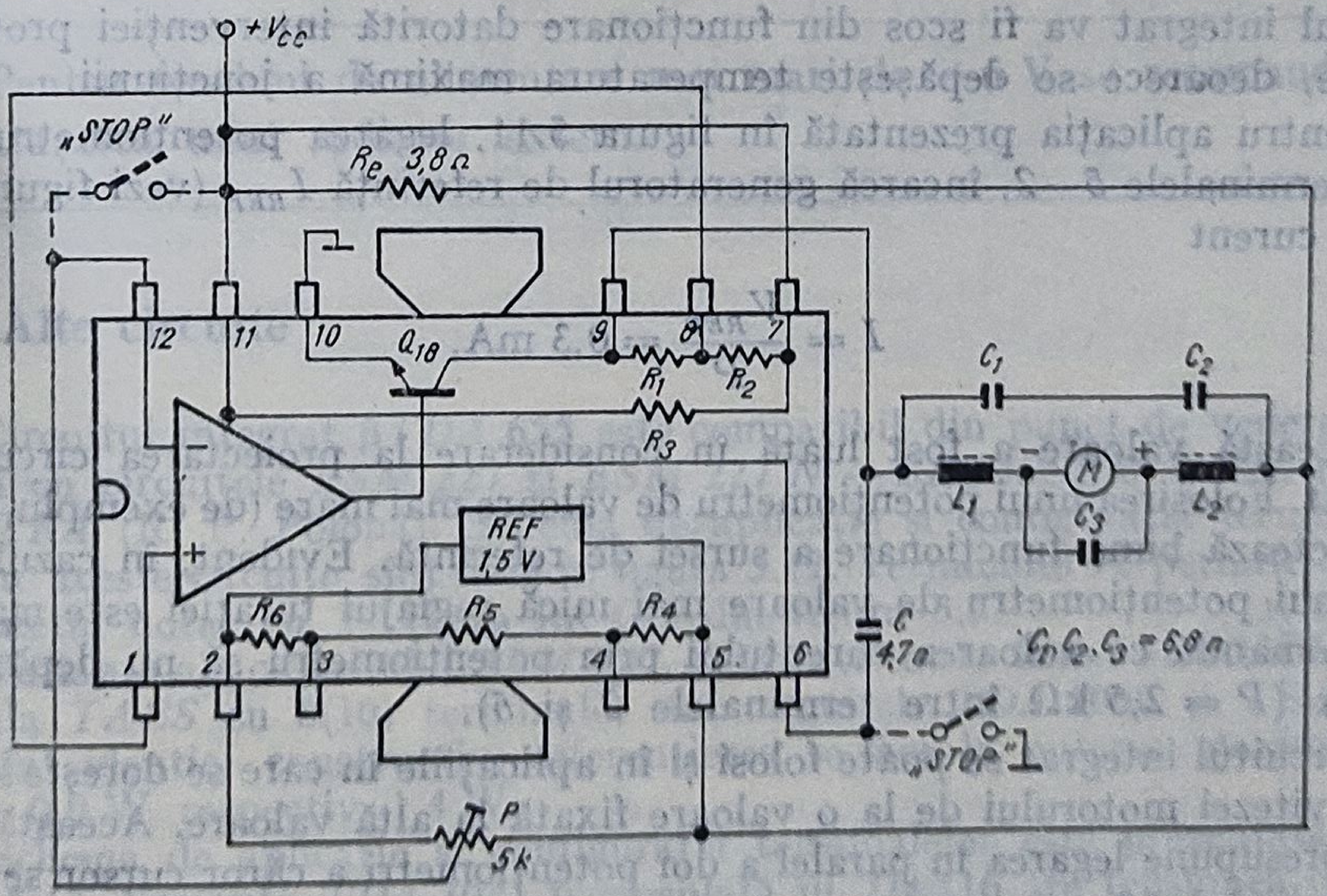


Fig. 5.11. Schema de aplicație tipică cu βTDA 655.

Puterea disipată pe capsulă depinde de tensiunea de alimentare. Curentul consumat de circuit

$$I_{CC0} = 8 + \frac{I_0}{80} \text{ mA} = 8 + \frac{120}{80} \text{ mA} = 9{,}5 \text{ mA}.$$

Tranzistorul de ieșire este parcurs de curentul (maxim) absorbit de motor (vezi *Tabelul 5.3*):

$$I_0 = 120 \text{ mA}$$

Puterea disipată în capsulă:

$$P_D = V_{CC} \cdot I_{CC0} + (V_{CC} - U_N) I_0$$

unde U_N este tensiunea nominală pe motor (vezi *Tabelul 5.3*)

$$U_N = 4 \text{ V}.$$

Efectuînd calculele pentru

$$+V_{CC} = 6 \text{ V rezultă } P_D = 297 \text{ mW},$$

$$+V_{CC} = 9 \text{ V rezultă } P_D = 685{,}5 \text{ mV},$$

$$+V_{CC} = 12 \text{ V rezultă } P_D = 1064 \text{ mW}.$$

Conform caracteristicilor prezentate în *Tabelul 5.1*, pentru alimentarea de 9 V și 12 V se recomandă folosirea unui radiator adecvat, în caz contrar circuitul integrat va fi scos din funcționare datorită intervenției protecției termice, deoarece se depășește temperatura maximă a joncțiunii.

Pentru aplicația prezentată în figura 5.11, legarea potențiometrului P între terminalele *5—2*, încarcă generatorul de referință I_{REF} (vezi figura 5.1) cu un curent

$$I = \frac{V_{REF}}{P} = 0{,}3 \text{ mA}.$$

Această valoare a fost luată în considerare la proiectarea circuitului integrat. Folosirea unui potențiometru de valoare mai mare (de exemplu 10kΩ) nu afectează buna funcționare a sursei de referință. Evident, în cazul folosirii unui potențiometru de valoare mai mică reglajul turației este mai fin. Se recomandă ca valoarea curentului prin potențiometru să nu depășească 1,6 mA ($P = 2{,}5$ kΩ între terminalele *2* și *5*).

Circuitul integrat se poate folosi și în aplicațiile în care se dorește schimbarea vitezei motorului de la o valoare fixată la altă valoare. Această aplicație presupune legarea în paralel a doi potențiometri a căror cursor se leagă la terminalul *12* printr-un comutator.

5.5. De reţinut pentru utilizare

Tensiunea de alimentare: +3,8 V ... +18 V
Curentul de ieşire (max): 1,8 A
Referinţa este flotantă şi are valoarea tipică de 1,5 V
Protecţia termică acţionează la $T_j = +125°C$

Alegerea montajului de aplicaţie în funcţie de t.c.e.m. E:

Potenţiometrul între *2—5*	Potenţiometrul între *3—4*	
$0,1\ V < E < 5,5\ V$	$1,1\ V < E < 3\ V$	$R_e = r_M/2,6$
$0,1\ V < E < 8,8\ V$	$1,8\ V < E < 4,8\ V$	$R_e = r_M/4,8$ şi $R_2 = 0$
$0,1 < E < 10\ V$	$2\ V < E < 5,5\ V$	$R_e = r_M/5,7$ şi $R_3 = 0$

Inversarea polarizării (alimentării) duce la distrugerea circuitului.

Scurtcircuitarea terminalului *9* la V_{CC} (a sarcinei) distruge circuitul.

Pentru tensiuni de alimentare mai mari de +6 V se recomandă ataşarea unui radiator extern.

5.6. Alte circuite

Circuitul integrat β*TDA* 655 este compatibil din punct de vedere funcţional cu circuitele *ESM* 227 şi *ESM* 227 *N* — *SESCOSEM* şi *UL* 1901 — *UNITRA* (R. P. Polonă). Schema de aplicaţie şi configuraţia terminalelor pentru aceste circuite sînt date în figura 5.12. Terminalul *12* permite accesul la punctul notat cu $T°$ (baza lui Q_6) din figura 5.2.

Variante ale circuitului *ESM* 227, fabricate tot la firma *SECOMSEM* în capsula *TABS* cu 8(10) terminale, sînt circuitele *TDA* 1040 şi *TDA* 1041. Ele sînt identice constructiv, diferenţierea se face la puterea maximă disipată: 0,9 W respectiv 1,4 W.

Schema de aplicaţie şi configuraţia terminalelor este prezentată în figura 5.13. Varianta *TDA* 1041 încapsulată în *TO* 116 are tensiunea de referinţă cuprinsă între 0,7 *V* şi 1,15 V [11].

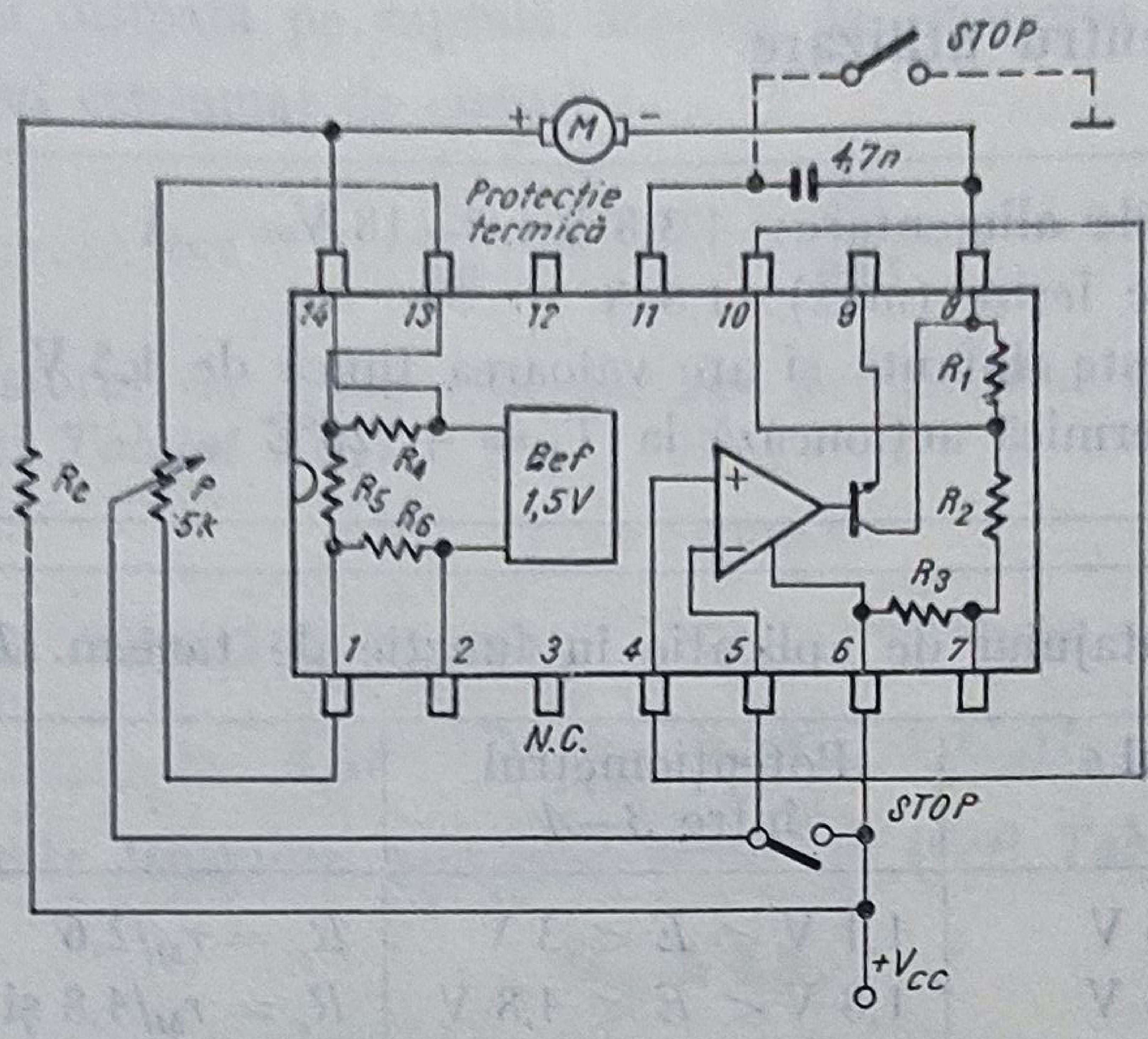


Fig. 5.12. Schema de aplicație cu *ESM* 227 sau *UL* 1901.

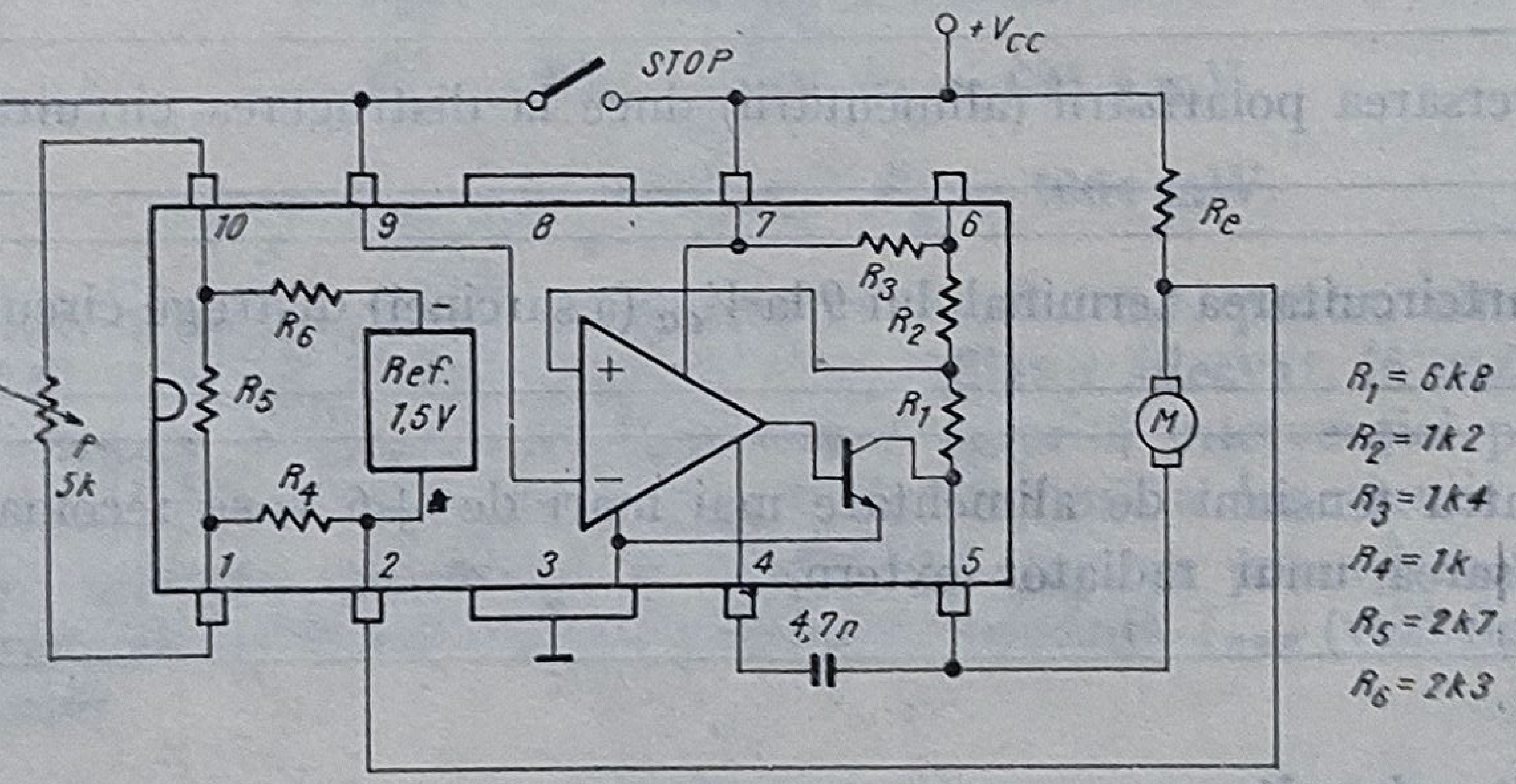


Fig. 5.13. Schema de aplicație cu *TDA* 1040/*TDA* 1041.

Circuitul integrat *TCA* 900/*TCA* 910 este un regulator de turație în capsulă *TO* 126 (cu *trei* terminale). Schema de aplicație este prezentată în figura 5.14. El este fabricat de *SESCOSEM* și *SGS—ATES*.

Principiul de funcționare a regulatorului de turație *TCA* 900/910 se bazează pe relațiile 5.1, 5.2, 5.3. Am văzut că dacă motorul de c.c. se alimentează de la o sursă de tensiune constantă, variațiile de cuplu motor conduc la variații ale vitezei de rotație a motorului care nu sînt compensate de regulatorul de tensiune.

Dacă regulatorul de tensiune are următoarele caracteristici:

- tensiunea de ieșire egală cu t.c.e.m.;

$$E_0 = E \qquad (5.30)$$

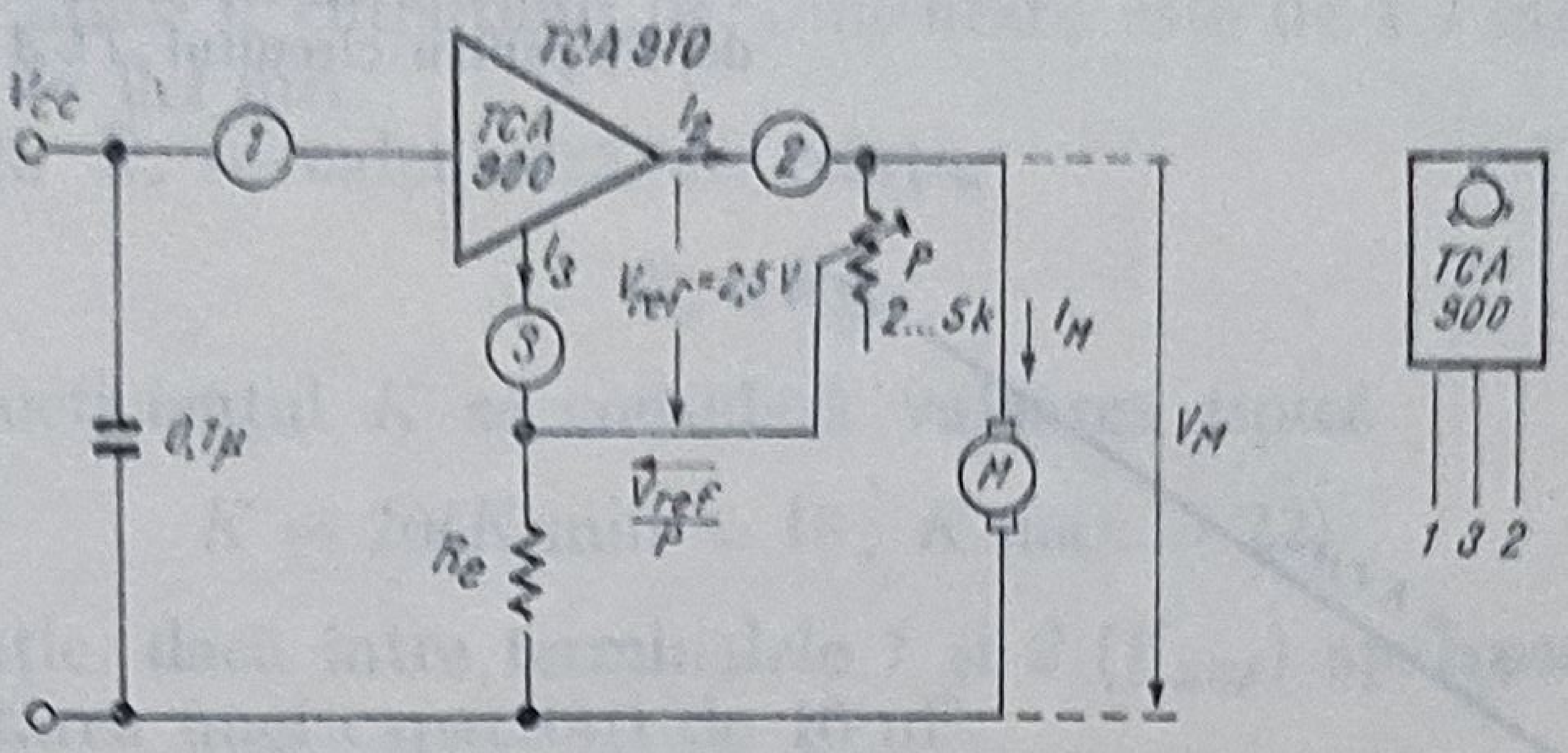


Fig. 5.14. Schema de aplicație cu *TCA 900/TCA 910*.

- rezistența de ieșire negativă și egală cu rezistența motorului:

$$R_o = -r_M,$$

atunci este posibil să se compenseze variația vitezei de rotație a motorului. Într-adevăr, dacă curentul prin motor crește, tensiunea de ieșire a regulatorului variază cu o mărime proporțională și corectează căderea de tensiune pe rezistența motorului, r_M.

Regulatorul este proiectat astfel încît curentul prin terminalul *3* este imaginea curentului de ieșire (vezi figura 5.14)

$$I_3 = I_{03} + \frac{I_2}{K} = I_{03} + \frac{1}{K}\left(\frac{V_{REF}}{P} + I_M\right)$$

unde I_{03} este valoarea de repaus a curentului I_3, iar constanta K are valoarea tipică de 8,5.

Tensiunea pe motor, V_M, se scrie:

$$V_M = V_{REF} + R_e\left[\frac{V_{REF}}{P}\left(1 + \frac{1}{K}\right) + I_{03}\right] + \frac{I_M}{K} R_e \tag{5.31}$$

Comparînd relațiile 5.1 și 5.31 se deduce că

$$E = V_{REF} + R_e\left[\frac{V_{RFF}}{P}\left(1 + \frac{1}{K}\right) + I_{03}\right] = K_e\Phi_e\Omega,$$

deci fixarea vitezei de rotație a motorului se poate realiza cu ajutorul potențiometrului P.

Dacă

$$R_e \leqslant K r_M$$

se obține situația de stabilitate a sistemului și compensarea variațiilor de cuplu ale motorului.

Alegerea rezistenței R_e se face din graficul prezentat în figura 5.15 în funcție de t.c.e.m. a motorului de c.c.

În principal circuitul *TCA 910* diferă de *TCA 900* prin tensiunea maximă de alimentare: 20 V pentru *TCA 910* și 14 V pentru *TCA 900*.

Circuitul integrat *ESM 900*, *ESM 910* — *SESCOSEM* — este funcțional identic cu *TCA 900* — *TCA 910*. Deosebirea constă în încapsularea în capsulă

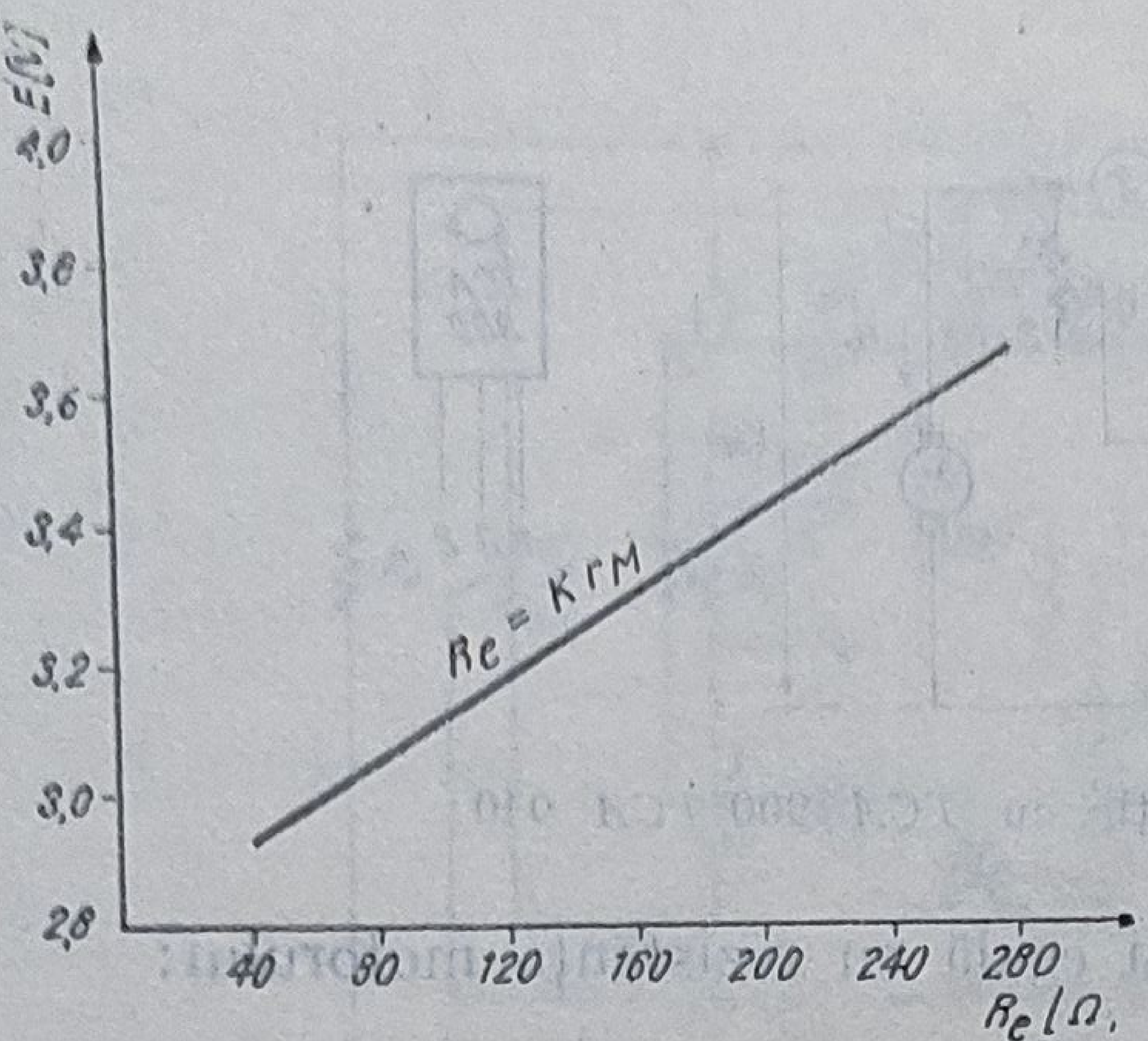


Fig. 5.15. Curba dependenței t.c.e.m. în funcție de R_e pentru circuitul *TCA* 900/*TCA* 910.

cu patru terminale (*TO* 12) a circuitelor *ESM* 900/910, fapt ce a permis folosirea unui terminal pentru funcția „*STOP*". Schema tipică de aplicație este prezentată în figura 5.16.

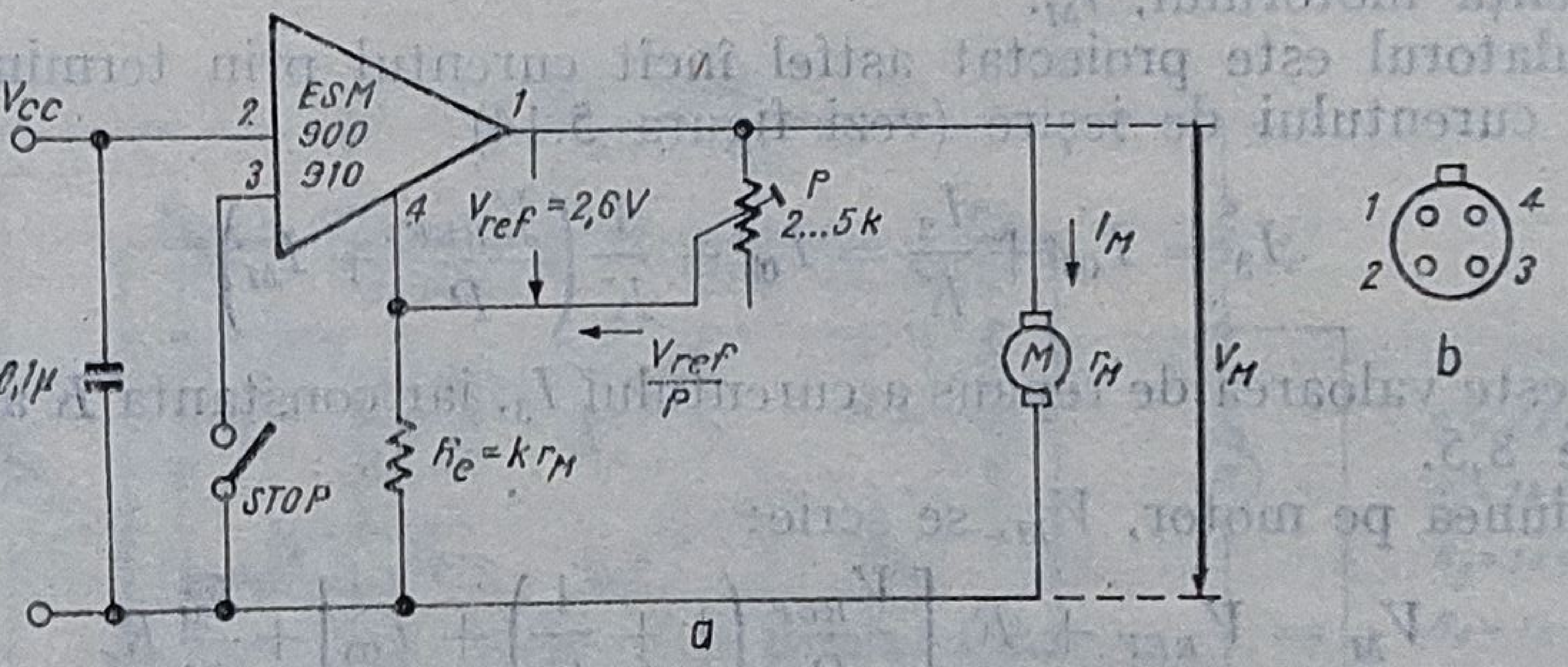


Fig. 5.16. (*a*) Schema de aplicație cu *ESM* 900/*ESM* 910; (*b*) configurația terminalelor (vedere de sus).

Circuitul integrat *TDA* 1151 este fabricat de *SGS-ATES* în capsula *TO* 126 (*SOT* 32). Tensiunea maximă de alimentare este 20 V, tensiunea de referință este cuprinsă între 1,1 V și 1,3 V. Circuitul asigură un curent de pornire de 0,8 A. Schema de aplicație este prezentată în figura 5.17.

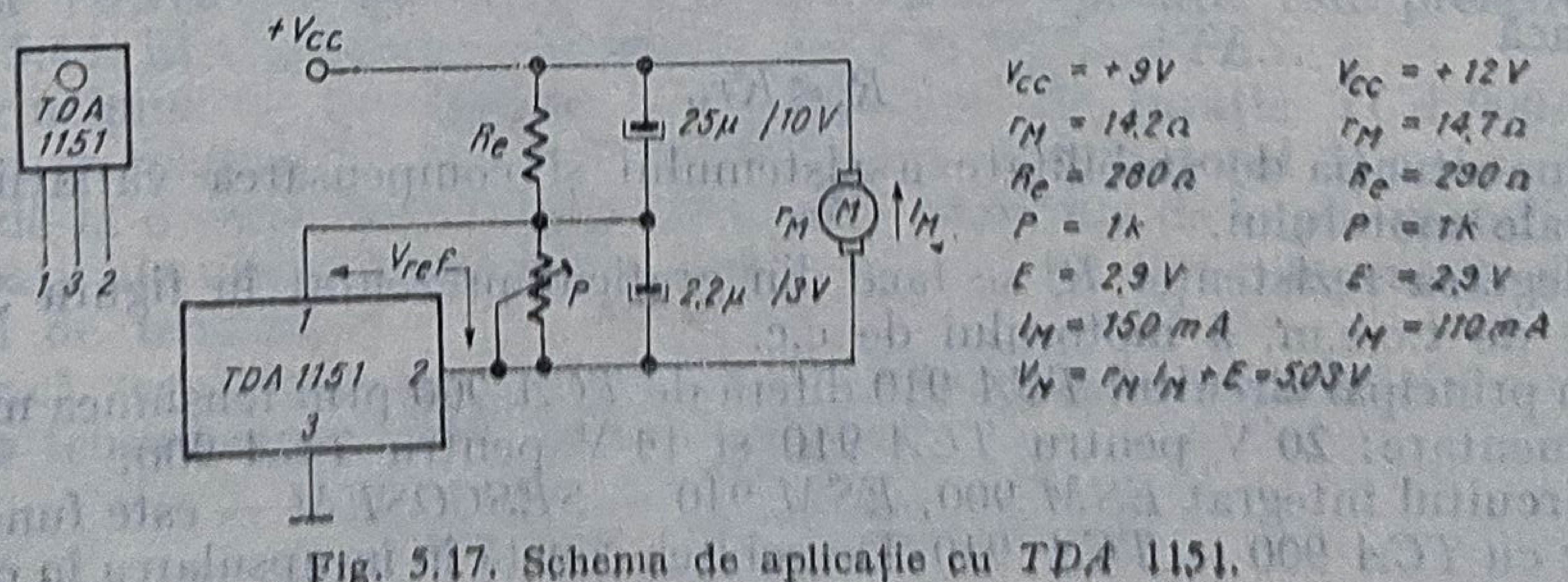


Fig. 5.17. Schema de aplicație cu *TDA* 1151.

Valoarea tipică a curentului de alimentare este de 1,7 mA la un curent prin sarcină de 0,1 mA.

Rezistența R_e se calculează cu relația

$$R_e \leqslant K r_M$$

Pentru coeficientul K se consideră valoarea tipică

$$K = 20(K\,\text{min} = 18;\ K\,\text{max} = 22)$$

În aplicație, dacă între terminalele *1* și *2* (V_{REF}) apar oscilații se recomandă conectarea unei capacități de 10 nF.

Un circuit funcțional identic cu *TDA* 1151, este fabricat de *THOMSON-EFCIS* în capsula *MINIDIP* sub codul *TDA* 1154. Principiul de funcționare este prezentat în figura 5.18 iar schema de aplicație în figura 5.19.

Tensiunea de referință se măsoară între terminalele *5—8* avînd o valoare tipică $V_{REF} = 1{,}2$ V

Curentul consumat de circuit este dat de relația

$$I_5 = I_{CC} + \frac{I_8}{K}$$

unde:

I_8 este curentul ce intră în terminalul *8*

$I_{CC} = 1{,}2$ mA

$K = 20$ (tipic)

$$I_8 = I_M + \frac{V_{REF}}{P}$$

$$V_M = E + r_m I_M = R_e\left(I_5 + \frac{V_{REF}}{P}\right) + V_{REF}$$

înlocuind, obținem:

$$E = I_M\left(\frac{R_e}{K} - r_M\right) + V_{REF}\left[\frac{R_e}{P}\left(1 + \frac{1}{K}\right) + 1\right] + R_e I_{CC}$$

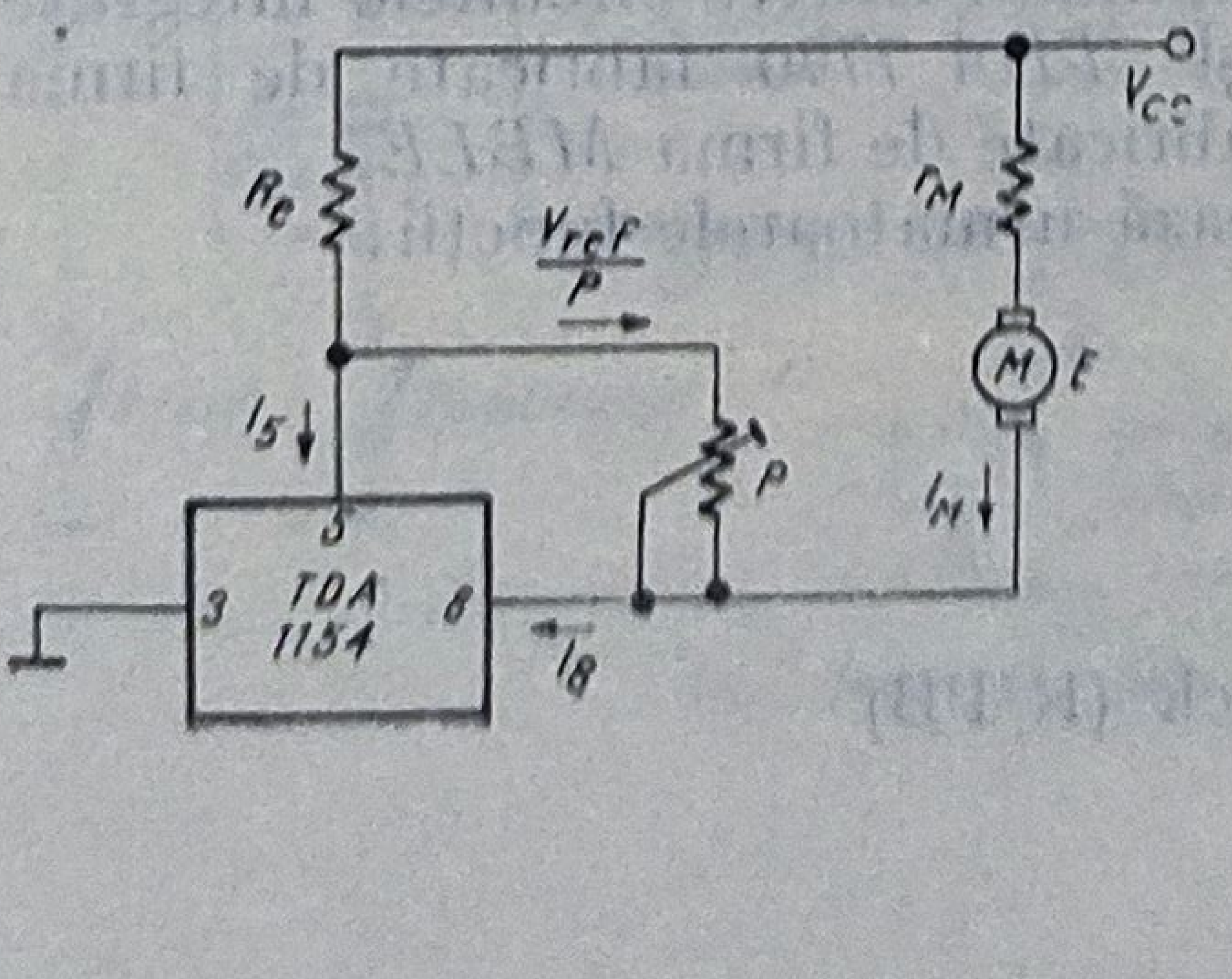


Fig. 5.18. Principiul de funcționare a circuitului *TDA* 1154.

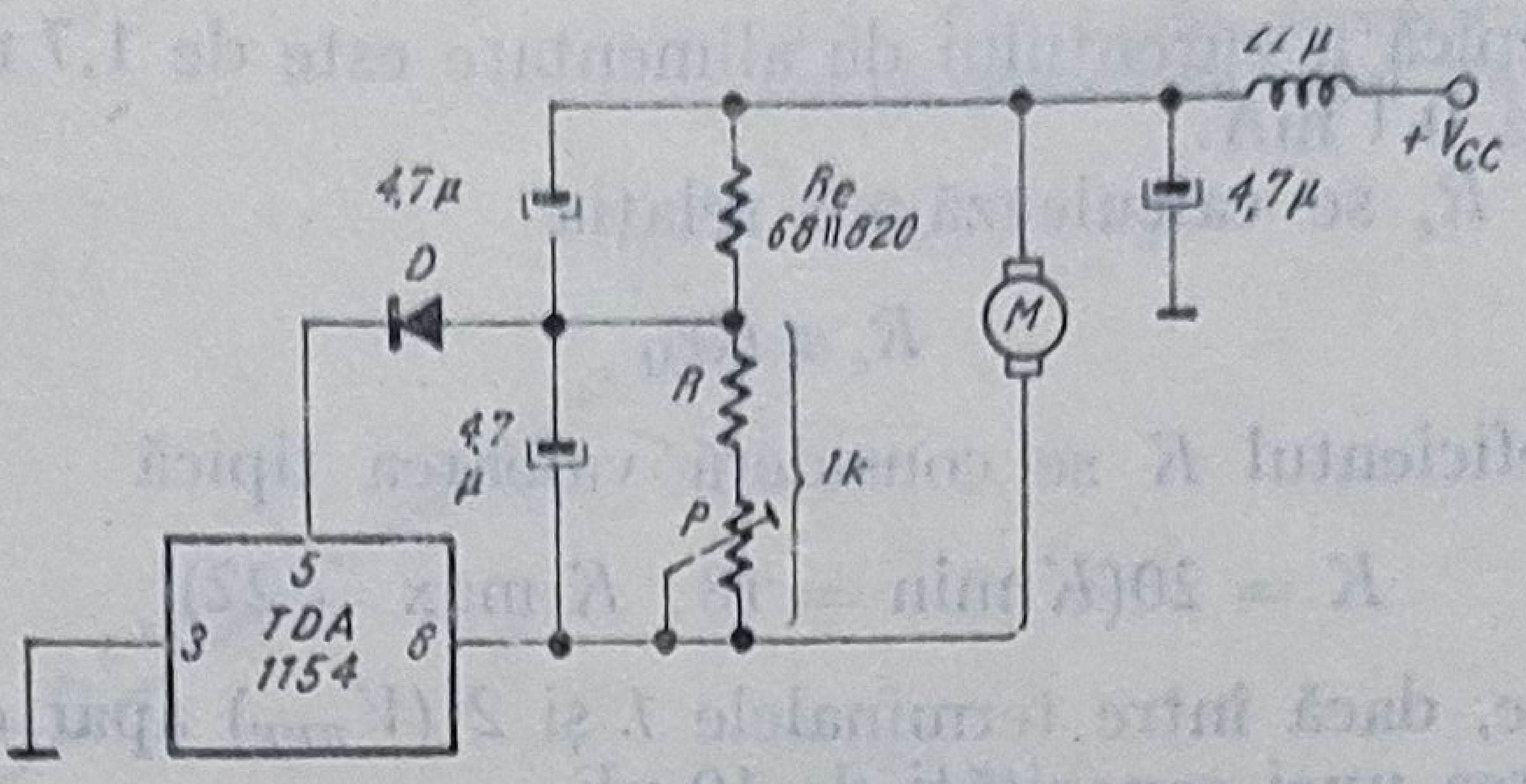


Fig. 5.19. Schema de aplicație cu *TDA* 1154.

Condiția de viteză constantă a motorului constă în anularea coeficientului lui I_M:

$$\frac{R_e}{K} - r_M = 0$$

sau

$$R_e = K r_M.$$

Pentru

$$R_e > K r_M$$

poate apare o instabilitate a sistemului.

Cunoscînd valoarea t.c.e.m., E, se poate determina valoarea rezistenței potențiometrului:

$$P = R_e \frac{V_{REF}\left(1 + \frac{1}{20}\right)}{E - V_{REF} - I_{CC}R_e} \approx R_e \frac{V_{REF}}{E - V_{REF} - I_{CC}R_e}$$

Schema de aplicație pentru circuitul *TDA* 1154 este dată în figura 5.19. În serie cu potențiometrul P apare rezistența R, fapt ce permite scăderea valorii rezistenței potențiometrului, deci reglajul vitezei de rotație a motorului se efectuează fin.

Circuitele descrise pînă acum sînt destinate numai funcției de reglare și menținere constantă a turației motoarelor de c.c. folosite în casetofoane. Tehnologia de fabricație a circuitelor integrate permite integrarea unor blocuri funcționale din schema electronică a casetofonului. Dintre circuitele integrate multifuncționale amintim: *TDA* 7270*S* și *TDA* 7770 fabricate de firma *SGS-ATES*; *TDA* 1006 *A* și *TDA* 1533 fabricate de firma *MBLE*.

Circuitul integrat *TDA* 7270*S* cumulează următoarele funcții:

- regulatoare de viteză
- STOP — automat
- STOP — manual
- Pauză
- Ejecția casetei
- Comutator automat Radio-Playback (R/PB)

Schema bloc şi de aplicaţie este prezentată în figura 5.20. Forma de prezentare este capsulă de plastic cu 16 terminale. Terminalele active sînt de la *1* la *8* iar terminalele *9* la *16* se leagă la masă, facilitînd ataşarea unui radiator extern.

Circuitul integrat *TDA* 7770 încorporează următoarele funcţii:

- regulator de turaţie
- STOP automat cu indicator (LED/*bec*)
- PAUZĂ
- oscilator de ştergere şi polarizare
- Control automat de nivel
- Comandă *R*/*PB*

Schema bloc şi de aplicaţie este prezentată în figura 5.21. Circuitul este încapsulat în capsule *TABS* cu 12 terminale. Tensiunea de referinţă tipică este 1,3 V. Domeniul tensiunii de alimentare: 4 ... 16 V. Pentru valorile din figura 5.21 frecvenţa oscilatorului este de aproximativ 64 kHz. Curentul maxim disponibil la terminalul *1* este de 150 mA.

Circuitul integrat *TDA* 1006 A conţine următoarele etaje:

- regulator de turaţie
- comutator electronic *R*/*PB*
- comandă indicator optic pentru *PB*
- comandă automată STOP
- indicator optic cu intermitenţă pentru sfîrşit de bandă

Schema bloc şi de aplicaţie este prezentată în figura 5.22. Circuitul este încapsulat plastic cu 16 terminale. Domeniul tensiunii de alimentare pentru circuitul *TDA* 1006 A este 6 la 22 V. Curentul continuu care iese din terminalul *1*, pentru alimentarea sistemului optic (bec sau LED) este de 40 mA. Dioda *BZX* 79 ... este o diodă Zener legată în paralel cu motorul şi poate fi înlocuită cu o diodă Zener corespunzătoare din seria DZ ... V

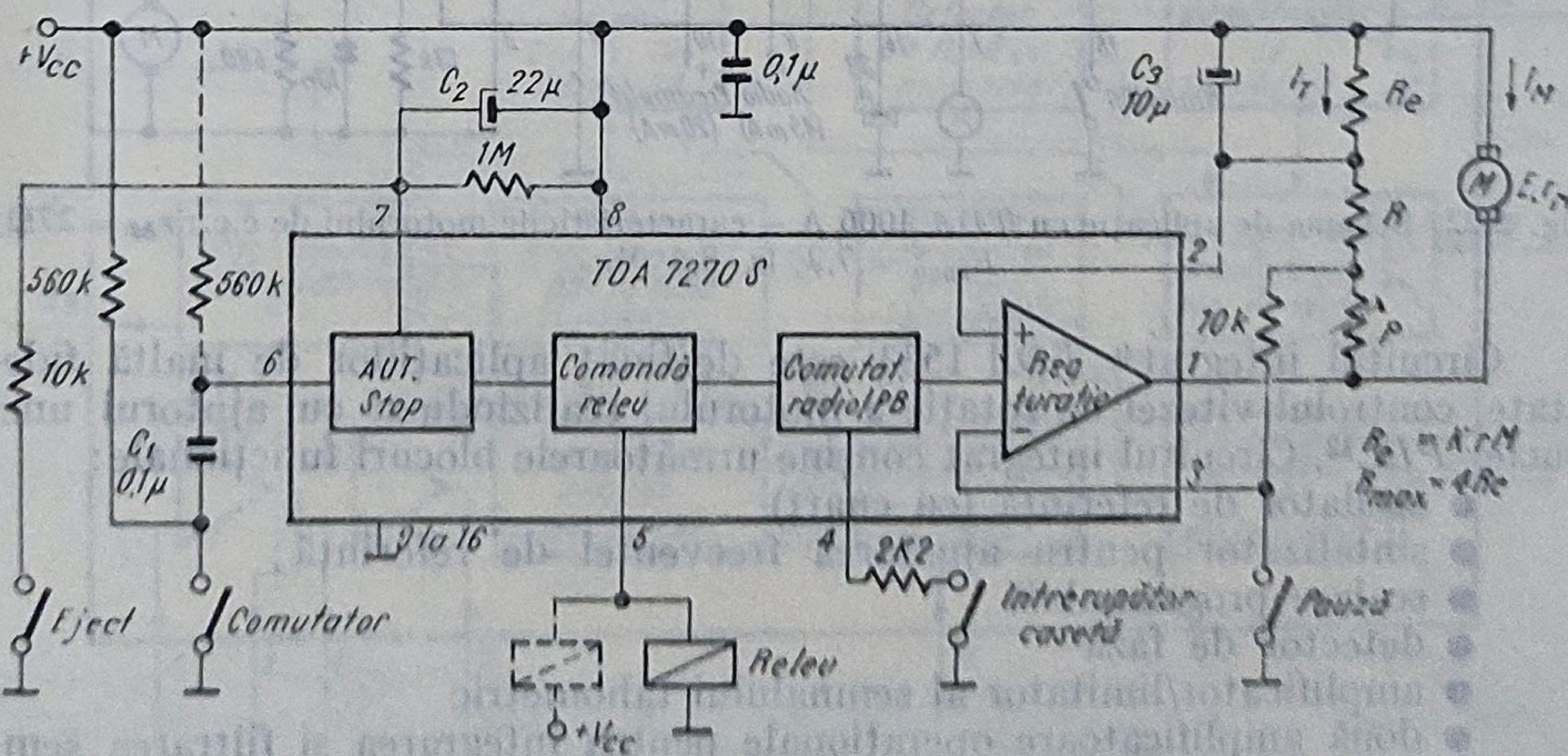


Fig. 5.20. Schema de aplicaţie cu *TDA* 7270S.

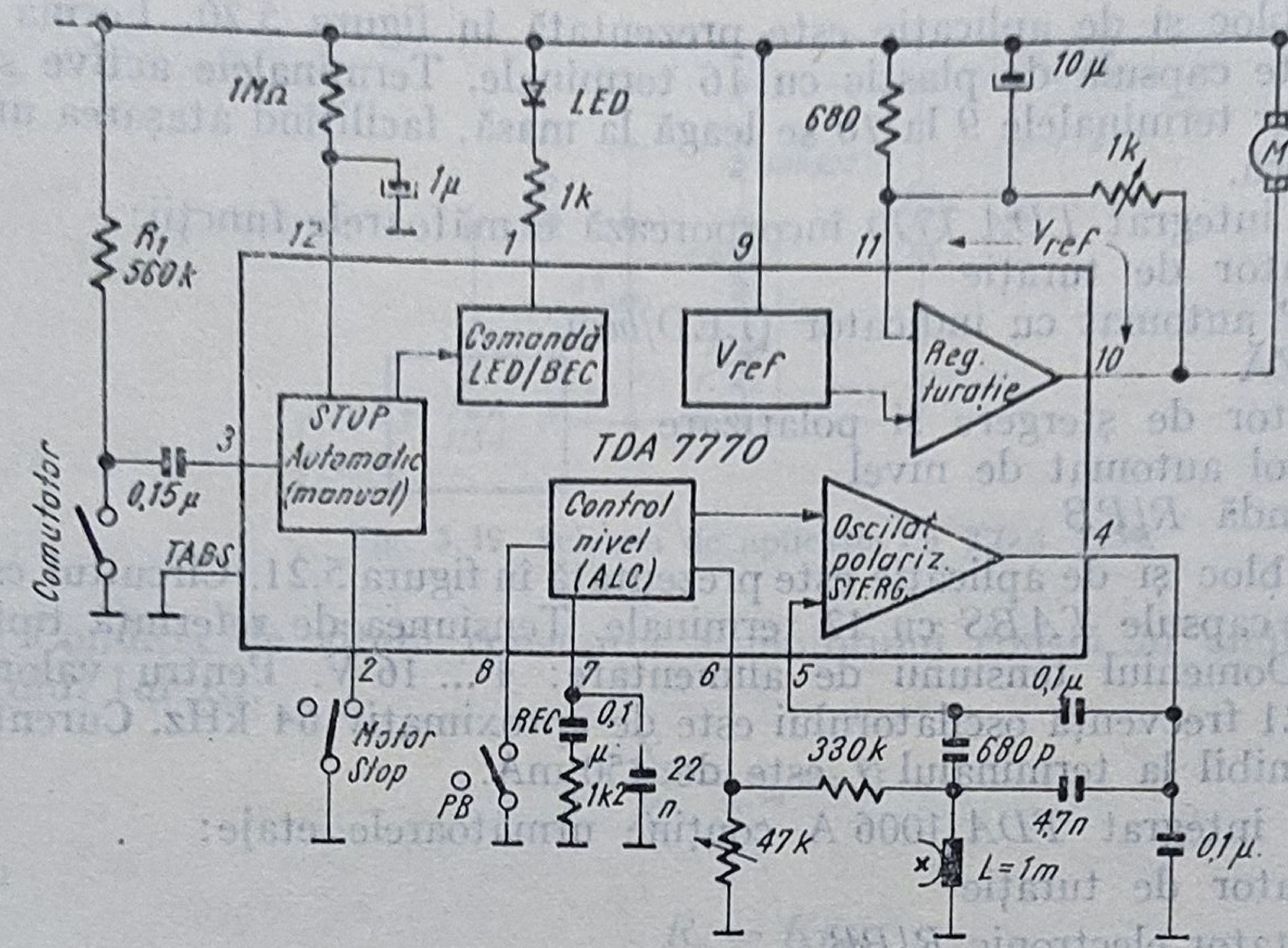


Fig. 5.21. Schema de aplicație cu *TDA* 7770.

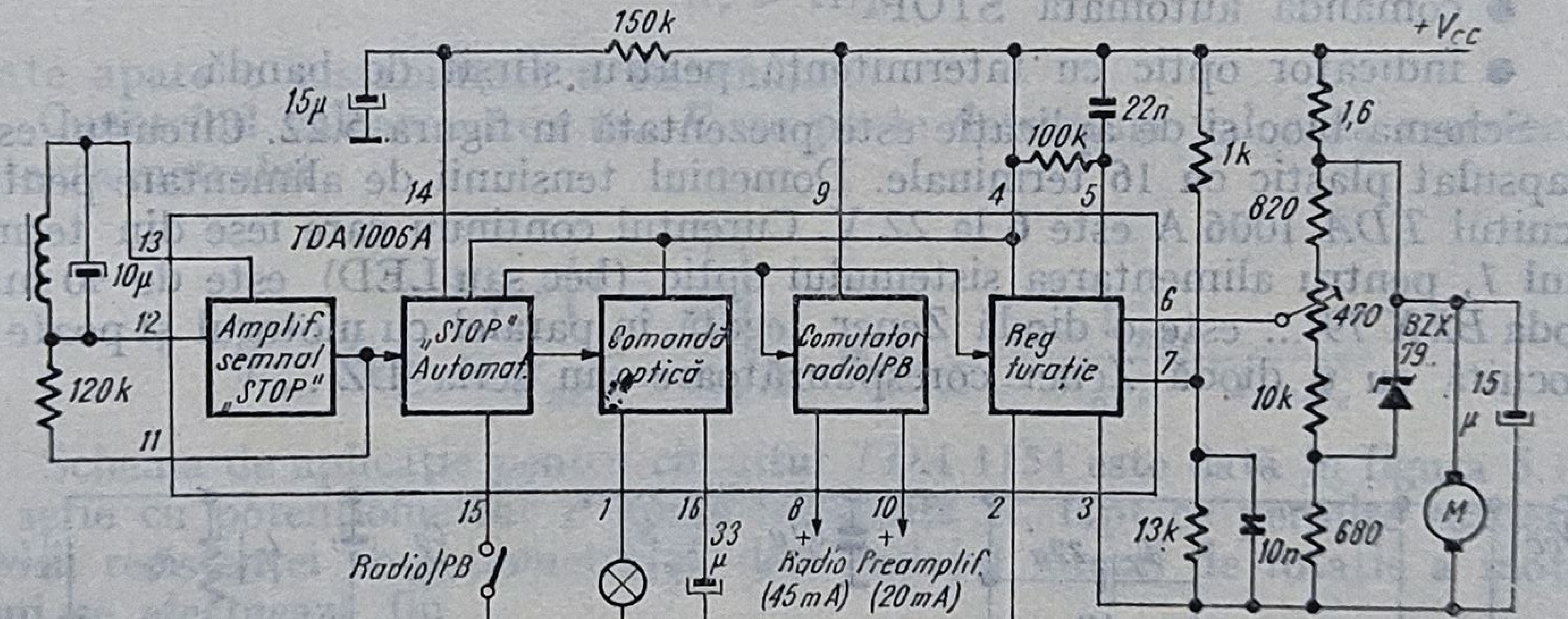


Fig. 5.22. Schema de aplicație cu *TDA* 1006 A — caracteristicile motorului de c.c.: $r_M = 27\Omega$; $E_{3000} = 7{,}2$ la $8{,}3$ V.

Circuitul integrat[9] *TDA* 1533 este destinat aplicațiilor de înaltă fidelitate, controlul vitezei de rotație a motorului realizîndu-se cu ajutorul unei bucle *PLL*[12]. Circuitul integrat conține următoarele blocuri funcționale:

- oscilator de referință (cu cuarț)
- sintetizator pentru ajustarea frecvenței de referință;
- scalare programabilă
- detector de fază
- amplificator/limitator al semnalului tahometric
- două amplificatoare operaționale pentru integrarea și filtrarea semnalului de la ieșirea detectorului de fază.

Schema bloc a circuitului integrat *TDA* 1533 este prezentată în figura 5.23.

Circuitul integrat *TDA* 1533 este încapsulat în DIL cu 18 terminale, iar semnificația terminalelor este:

1. *Masă*
2. *Test intrare/ieșire*
3. *Ieșire AO-1*
4. Intrare *AO1*
5. *SUS/JOS (Up/down) intrare/ieșire*
6. *Intrare AO2*
7. *Ieșire AO2*
8. *Alimentare* (+10 V)
9. Ieșirea detectorului de fază
10. *Ieșire indicator de sincronizare* (calcare)
11. *Intrare +* } semnal tachometru
12. *Intrare —* } semnal tachometru
13. *Ieșire (tacho)*
14. *Intrare A (scalare)*
15. *Intrare B (scalare)*
16. *Reset*
17. *Intrare oscilator cuarț*
18. *Ieșire oscilator cuarț*

Funcționarea circuitului integrat *TDA* 1533 este următoarea: frecvența de 4,8 MHz a oscilatorului cu cuarț este divizată de către divizorul programabil cu un număr între 901—1099. Această frecvență este accesibilă la terminalul *2* al circuitului. Dacă considerăm valoarea minimă și maximă de divizare, frecvența semnalului aplicat etajului de scalare va fi:

$$(f_2)_{max} = \frac{4\,800\ \text{kHz}}{901} = 5\,327{,}4\ \text{Hz}$$

$$(f_2)_{min} = \frac{4\,800\ \text{kHz}}{1099} = 4367{,}6\ \text{Hz}$$

Tabela de adevăr pentru etajul de scalare (intrări *A* și *B*) este prezentată în tabelul 5.5. Dacă luăm în considerare valoarea minimă de divizare 2, și

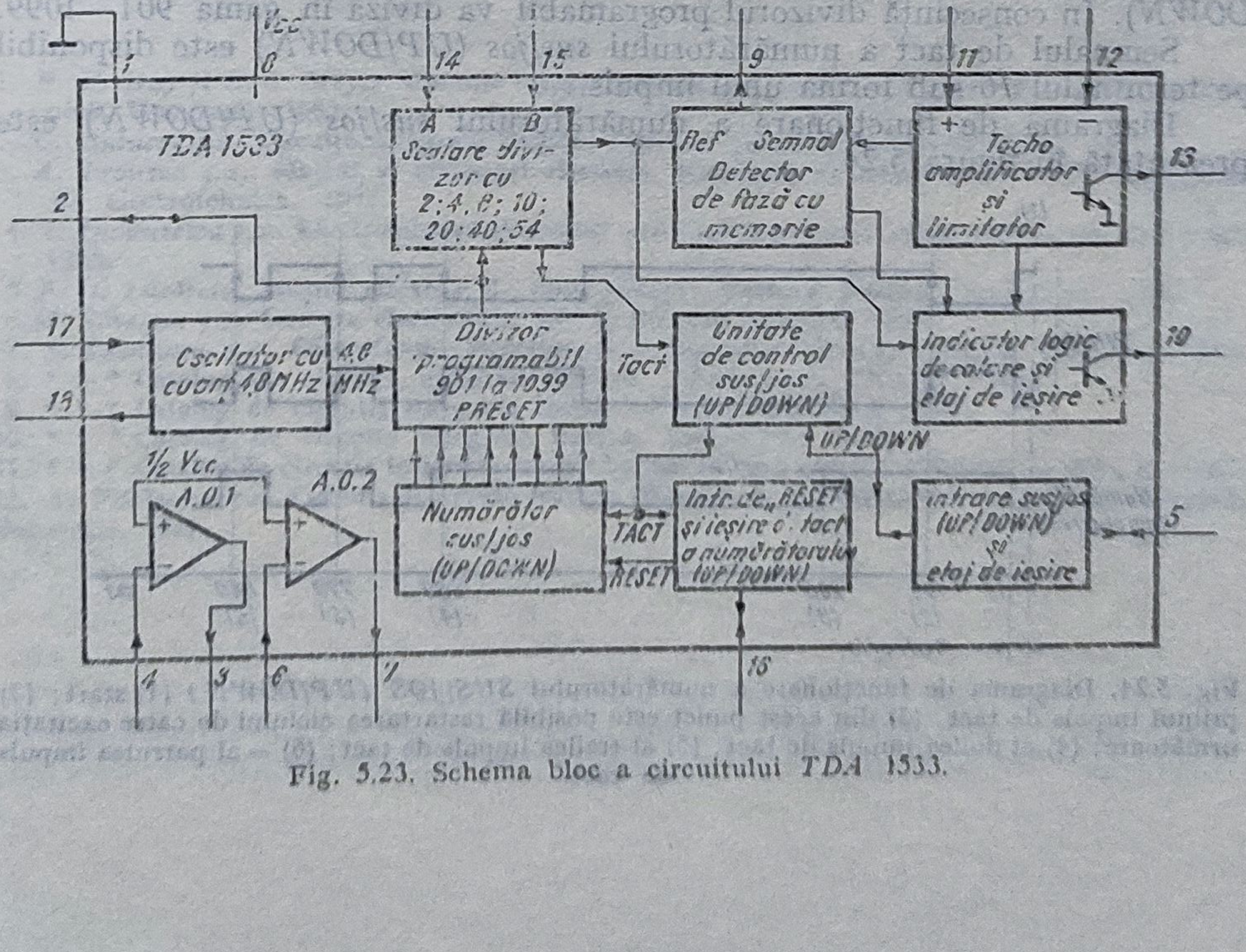


Fig. 5.23. Schema bloc a circuitului *TDA* 1533.

valoarea maximă 54, atunci semnalul de referință aplicat detectorului de fază are frecvența:

$$(f_{ref})_{min} = 80{,}88161 \text{ Hz}$$
$$(f_{ref})_{max} = 2663{,}70699 \text{ Hz}$$

Semnalul de la tachometru se aplică unui etaj amplificator — limitator și apoi etajului detector de fază.

Ieșirea detectorului de fază trece în stare *„H"* *(sus)* pe frontul crescător a semnalului de referință și trece în stare „flotant" la pentru primul front pozitiv al semnalului de la tachometru, dacă unghiul de defazaj dintre cele 2 fronturi nu este mai mare de 360°. Ieșirea devine *„L"* *(jos)* dacă primul front pozitiv aparține semnalului tachometric și trece în stare *„flotant"* la primul front pozitiv al semnalului de referință. Rezultă că banda de urmărire este de 720°.

Ieșirea indicatorului logic de sincronizare (calare) — terminalul *10* — este în starea *H*, exceptînd perioada dintre două fronturi pozitive și două fronturi negative ale semnalelor de la tahometru și de referință.

Numărul cu care divizorul programabil divizează depinde de starea prezentată a intrările de *PRESET*, deci de poziția numărătorului *sus/jos (UP/DOWN)*.

La aplicarea tensiunii de alimentare pe intrarea de *RESET* (terminalul *16*), numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) i se aplică o comandă de *RESET* care corespunde la o divizare cu 1000 a divizorului programabil. Această stare permite numărătorului o deplasare în sus (*UP*) cu 99 de pași sau în jos (*DOWN*) tot cu 99 de pași. Numărătorul *sus/jos* (*UP/DOWN*) poate fi schimbat din poziția sa cu ajutorul intrării *sus/jos* — terminalul *5*, via unitatea de control *sus/jos* (*UP/DOWN*), intrarea de tact a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*). În consecință divizorul programabil va diviza în gama 901—1099.

Semnalul de tact a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) este disponibil pe terminalul *16* sub forma unui impuls.

Diagrama de funcționare a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) este prezentată în figura 5.24.

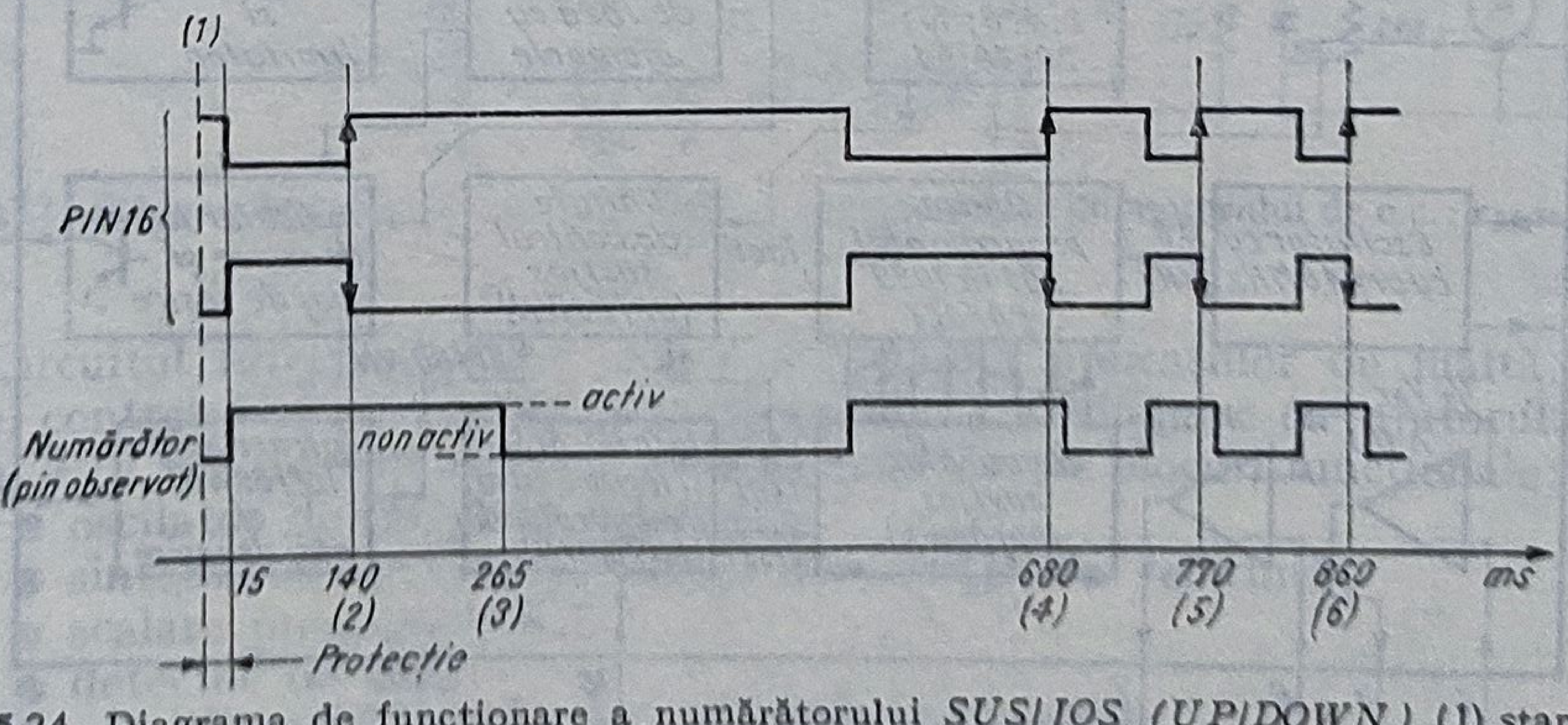


Fig. 5.24. Diagrama de funcționare a numărătorului *SUS/JOS (UP/DOWN)* (1) start; (2) primul impuls de tact; (3) din acest punct este posibilă restartarea ciclului de către excitația următoare; (4) al doilea impuls de tact; (5) al treilea impuls de tact; (6) — al patrulea impuls de tact.

Tabelul 5.4

Intrări A	Intrări B	Factor de divizare
H	*H*	*Nota 1*
H	*L*	*Nota 2*
F	*F*	4
F	*H*	8
F	*L*	2
H	*F*	54
L	*H*	10
L	*L*	20
L	*F*	40

H stare *SUS*, *L* stare *JOS*, *F* *FLOTANT*
Nota 1. Test 1, *PRESET* general
Nota 2. Test2, Tact rapid via terminalul 2.

Intrarea *SUS/JOS*(*UP/DOWN*) — terminalul *5* și intrările de scalare *A*(terminalul *14*) și *B* (terminalul *15*) sînt intrări tri-state. Deci comanda se face prin porți tri-state. Pentru intrările de scalare — vezi *Tabelul 5.4*.

Un nivel *H* la intrarea *SUS/JOS*(*UP/DOWN*) produce o creștere a frecvenței semnalului de referință aplicat detectorului de fază, în timp ce un nivel *L* conduce la o descreștere.

Informația la intrarea *SUS/JOS* (*UP/-DOWN*) terminalul *5*, va deveni activă în interiorul circuitului integrat, după o durată de 250 ms. Împreună cu terminalul *16*, aceasta oferă posibilitatea de afișare a numărului de impulsuri de tact folosite.

Bibliografie

1. *P. R. Gray și R. G. Meyer*, Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare. Editura Tehnică, București, 1983.
2. *C. Bulucea ș.a.* Circuite integrate liniare, Editura Tehnică, București, 1976.
3. *A. Fransua ș.a.*, Mașini și acționări electrice. Indrumar de laborator — I.P.B. Facultatea de electrotehnică, 1977.
4. *I. Dumitrescu ș.a.*, Electrotehnică și mașini electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1983.
5 *F. D. Lăzăroiu*, Mașini electrice de mică putere, Editura Tehnică, București, 1975.
6. *M. Săvescu, ș.a.* Circuite electronice, vol. I, Editura Tehnică, 1967.
7. *S. Lozneanu, ș.a.*, Casetofoane. Funcționare și depanare, Editura Tehnică, București, 1983.
8. * * * Catalog de circuite integrate liniare, *SESCOSEM-TH-CSF*, 1976.
9. * * * Catalog de circuite integrate liniare, *PHILIPS-MBLE*, 1980.
10. * * * Catalog de circuite integrate liniare, *SGS/ATES* 1982.
11. * * * Catalog de circuite integrate pentru bunuri de larg consum *THOMSON-EFCIS* 1983.
12. *A. Vătășescu ș.a.* Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. I, Editura Tehnică, București, 1979.

6

βL 100 — Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente

6.1. Prezentarea circuitului

6.1.1. Destinaţie

În literatura de limbă engleză acest circuit integrat poartă numele de *„bar graph LED driver"*. Este un circuit capabil să comande o *baretă de diode electroluminescente (LED)* astfel încît *diodele să se aprindă sub formă de bară luminoasă, a cărei lungime depinde de valoarea tensiunii aplicate la intrare.*

Asemenea sisteme de afişaj sînt folosite în locul instrumentelor electromecanice, acolo unde precizia (sau mai degrabă rezoluţia) nu reprezintă un factor decisiv. Fiabilitatea unor astfel de afişaje este mult sporită faţă de dispozitivele electromecanice cu ac, nu au inerţie mecanică, suprafaţă ocupată este mică şi în plus oferă o mare flexibilitate designer-ului de panou.

Majoritatea circuitelor de acest gen au două legi de variaţie pentru lungimea baretei luminoase în funcţie de tensiunea de intrare; una *liniară* şi alta *logaritmică*, ultima utilizată frecvent în afişarea nivelului audio în decibeli.

Circuitul prezentat în acest capitol [1] a fost astfel conceput încît pentru a schimba legea de variaţie modificarea în setul de măşti să poată fi operată rapid şi comod. *De aceea circuitul poate fi adaptat cu uşurinţă, la cerere, oricăror surse de semnal, ca termistori neliniari, traductoare diverse, afişarea numai a unei zone utile din întreg domeniul de variaţie al parametrului de interes*, etc.

βL100 conţine tot ce este necesar pentru a comanda o baretă compusă din 5 *LED*-uri; acest circuit este prezentat în mai multe variante după cum reiese din *Tabelul 6.1*.

Schema electrică internă este astfel construită încît variantele încapsulate în 8 terminale să poată fi echivalate funcţional şi terminal la terminal cu modelele [2] produse de firma *AEG-TELEFUNKEN* listate în *Tabelul 6.1*, dar să permită şi extensiile cuprinse în acelaşi tabel. Aceste extensii aduc aplicaţiilor un plus de flexibilitate şi un mai mare coeficient de integrare. Comparînd schema electrică internă a circuitului βL100 prezentată în *Secţiunea 6.2* cu schema internă a circuitului produs de *AEG-TELEFUNKEN* se remarcă

Tabelul 6.1

Caracteristicile principale ale circuitelor din familia βL 100

Tip	Legea de variație	Valori praguri	Capsulă plastic	Obs.
βL 101	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	8 term.	Echiv. *U 247 TFK*
βL 102	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	8 term.	Echiv. *U 237 TFK*
βL 103	logaritmică	−20/−10/−3/0/+3 dB	8 term.	Echiv. *U 267 TFK*
βL 104	logaritmică	−15/−6/−1,5/+1,5/+6dB	8 term.	Echiv. *U 257 TFK*
βL 105	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	14 term.	Nota 1
βL 106	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	14 term.	Nota 1
βL 107	logaritmică	−20/−10/−3/0/+3 dB	14 term.	Nota 1
βL 108	logaritmică	−15/−6/−1,5/+1,5/+6dB	14 term.	Nota 1

Nota 1. Aceste circuite sînt compatibile cu variantele încapsulate într-o capsulă cu 8 terminale dar față de acestea oferă următoarele facilități suplimentare: *accesul la tensiunea de referință internă, disponibilitatea unui terminal de control al strălucirii LED-urilor un amplificator operațional independent destinat prelucrării semnalului analogic ce urmează a fi afișat.*

o clară îmbunătățire în construcție, îmbunătățire care aduce o procesabilitate mult mai relaxată, obținîndu-se în același timp performanțe superioare pentru produsul final.

6.1.2. Modul de funcționare

Înainte de a comenta schema bloc a circuitului β*L*100 este util să se prezinte modul de comandă a *LED*-urilor. Principial, circuitul integrat β*L*100 este o *sursă de curent constant*, avînd valoarea tipică de 20 mA și o serie de comutatoare care sînt închise sau deschise în funcție de valoarea tensiunii de intrare — vezi figura 6.1.

Atunci cînd toate aceste comutatoare sînt deschise generatorul de curent injectează un curent ce străbate toate *LED*-urile, aprinzîndu-le; bareta luminează pe toată lungimea ei.

Cunoscut fiind faptul că LED-urile de diferite culori obțin aceeași strălucire aparentă pentru tensiuni diferite de polarizare în direct (important este curentul injectat în ele) se observă că un astfel de sistem de conectare permite formarea unei barete din *LED*-uri de culori diferite, dar care vor avea o strălucire aparent egală (un *LED* tipic de culoare *roșie* are o strălucire normală pentru o polarizare de circa 1,6 V; un *LED* de culoare *verde* are aceeași strălucire la circa 2,1 V).

Dacă se închide comutatorul K_5, atunci *LED*-ul numărul *5* se stinge, deoarece tot curentul ce ar trece prin el este deviat de către comutator la masă. Lungimea barei luminoase se micșorează. Închiderea comutatorului K_4

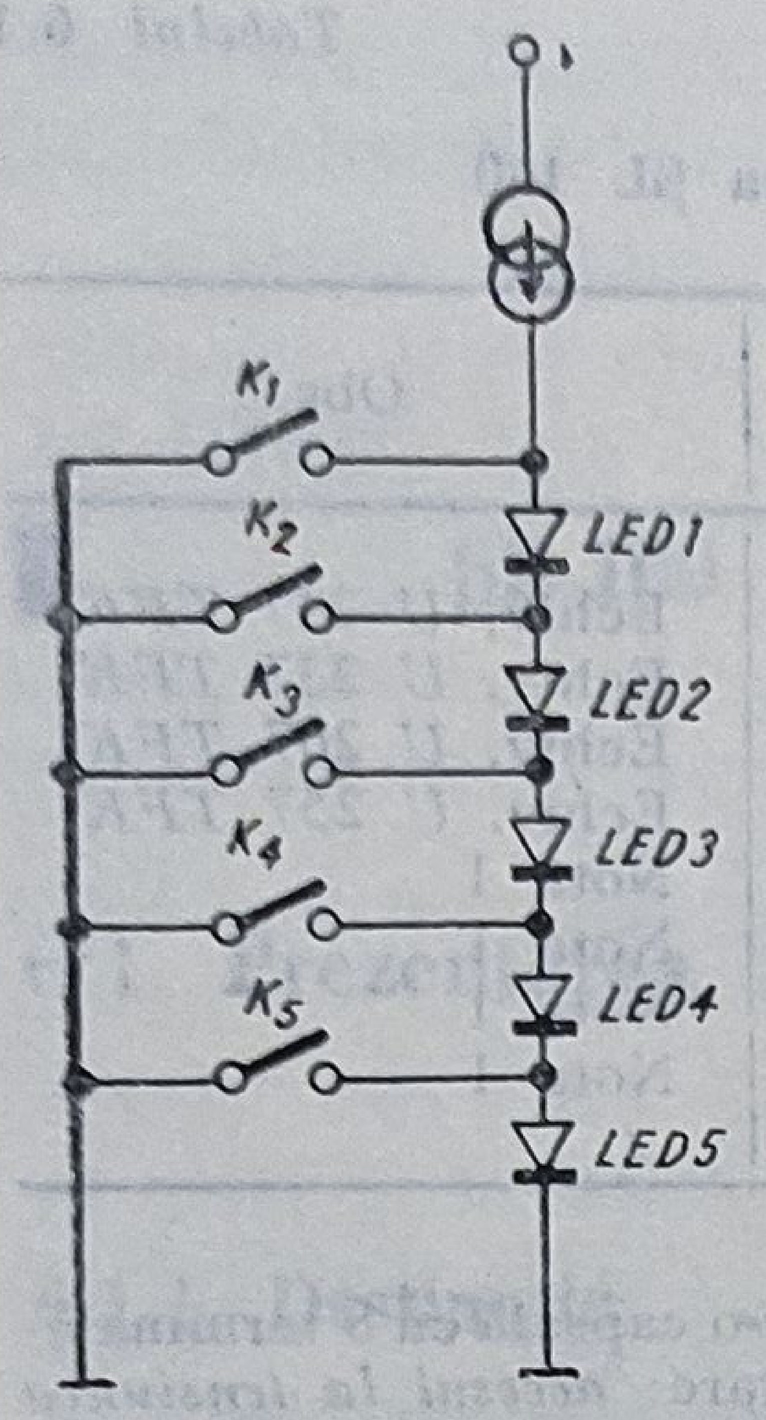


Fig. 6.1. Schema de principiu pentru comanda *LED*-urilor din circuitul β*L* 100.

stinge *LED*-urile numărul *5* şi *4* şi aşa mai departe. Cazul limită îl reprezintă închiderea comutatorului K_1 care va stinge toate *LED*-urile. Acest ultim caz se întîmplă pentru o tensiune de intrare nulă. O dată un comutator închis, de pildă K_3, poziţia comutatorului de rang inferior (K_4 şi K_5) nu mai influenţează cu nimic starea impusă de K_3. La circuitul β*L*100 comutatoarele de sub cel care impune lungimea baretei luminoase, sînt toate închise.

Pe tot cuprinsul capitolului *circuitul integrat pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente va purta titlul generic de* β*L100*. Atunci cînd ne vom referi la o variantă particulară se va folosi codul specific modelului în cauză.

6.1.3. Schema bloc a circuitului β*L 100*

Schema bloc din figura 6.2 pune în evidenţă organizarea globală din interiorul circuitului integrat β*L*100. O astfel de reprezentare este de mare utilitate

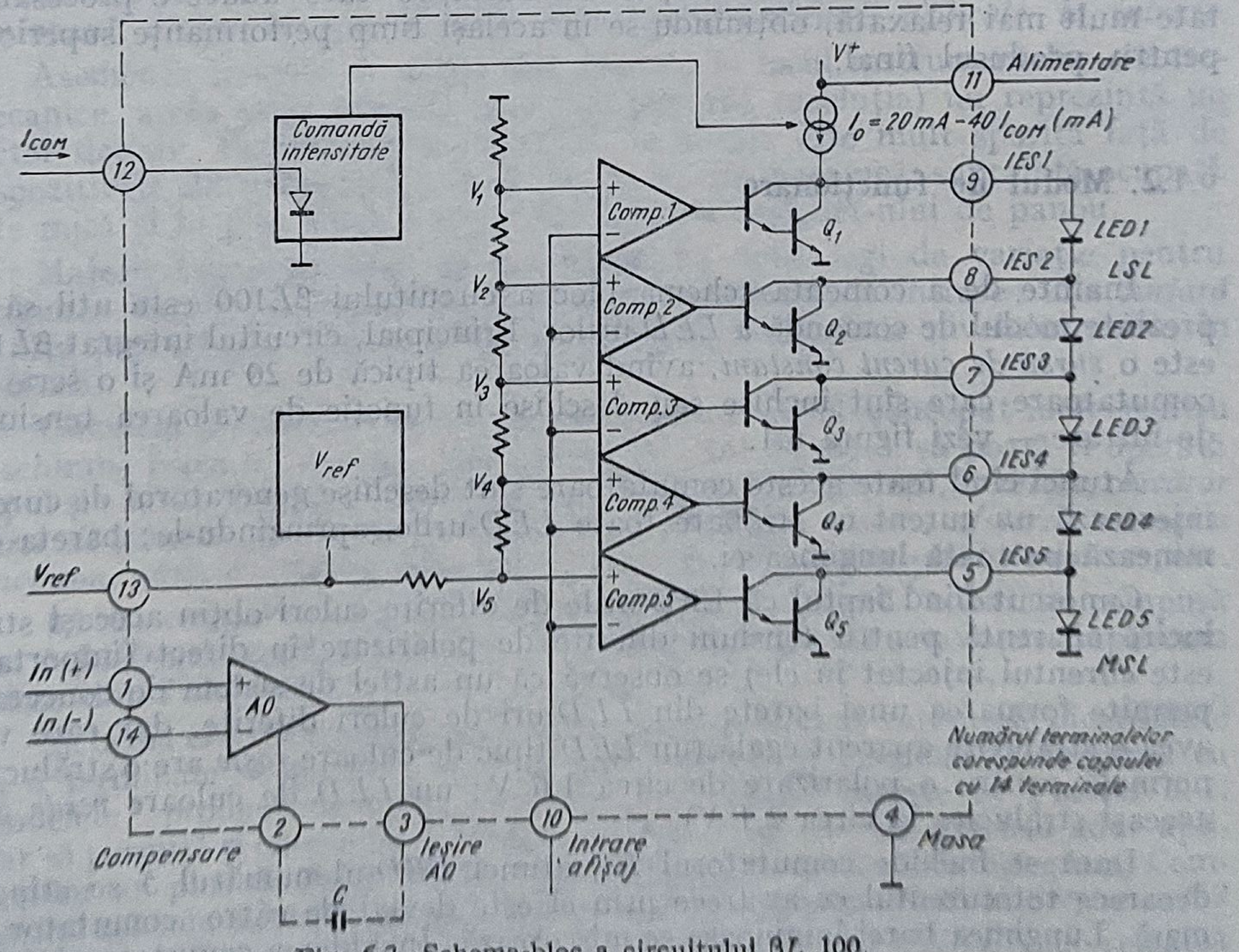


Fig. 6,2. Schema-bloc a circuitului β*L* 100.

pentru înțelegerea funcționării circuitului integrat și a utilizării lui corecte, fie în aplicații tipice, fie pentru imaginarea unor utilizări ulterioare neconvenționale, fără a intra în detaliu de circuit decît în măsura unor cazuri mai delicate.

Blocul central este *referința de tensiune* V_{ref}, care trebuie să genereze o valoare bine definită și constantă cu alimentarea ; timp, temperatură și tehnologie. Această tensiune de referință este în principal utilizată pentru construcția pragurilor de basculare ale celor cinci comutatoare (comparator + tranzistor de comutare) ; în variantele încapsulate în plastic cu 14 terminale ea este utilizabilă și în exterior. Tensiunea de referință este de calitatea celei utilizate în regulatorul de tensiune $\beta A723$.

În schema bloc desenată în figura 6.2 sînt reprezentate cele 5 comparatoare de tensiune care comandă tranzistoarele comutatoare $Q_1 \div Q_5$. Intrările inversoare ale tuturor comparatoarelor sînt legate împreună și pe ele se aplică tensiunea de intrare, a cărei valoare urmează să fie afișată pe bareta de *LED*-uri. Cealaltă intrare a comparatorului este conectată intern la o tensiune derivată din tensiunea de referință, în jurul căreia comparatorul va bascula, pentru ca să aprindă sau să stingă *LED*-ul corespunzător.

Comparatorul de tensiune propriu-zis comandă în final un tranzistor compus de tip Darlington. Colectorul acestui combinații este de tip colector în gol și se conectează direct pe bareta de *LED*-uri.

Pentru oricare dintre comparatoare pentru *tensiuni de intrare mai mici decît pragul de referință*, aplicate intrării *inversoare*, tranzistorul comutator este *saturat*. Tensiunea lui de saturație la curentul maxim de 20 mA ce străbate bareta de *LED*-uri, este mai mică decît tensiunea de aprindere a unui *LED* roșu și de aceea practic tot curentul va fi derivat de comutator la masă. *LED*-urile sau *LED*-ul, „de sub el", vor fi stinse ; rămîn aprinse numai *LED*-urile sau *LED*-ul, „de deasupra" (vezi figura 6.1).

Pentru întreg circuitul atunci cînd tensiunea de intrare este nulă toate tranzistoarele comutatoare sînt saturate (comutatoarele $K_1 - K_5$ sînt închise) și astfel bareta este stinsă. Cînd tensiunea de intrare este maximă (circa 1 V pentru variantele liniare și aproximativ 2 V pentru cele logaritmice) toate tranzistoarele comutatoare sînt blocate și întreaga baretă este aprinsă.

Curentul care aprinde *LED*-urile este debitat de un circuit care asigură un curent constant indiferent de numărul de *LED*-uri conectate, de starea comutatoarelor K, sau a culorii *LED*-urilor. *Valoarea generatorului de curent constant depinde de curentul injectat din exterior în terminalul de control al intensității de aprindere.*

Dacă terminalul de control este lăsat în aer sau scurtcircuitat la masă (soluție recomandată) curentul care străbate *LED*-urile este maxim și are valoarea tipică de 20 mA. Terminalul de control se comportă ca o diodă cu catodul conectat la masă. Injectîndu-se din exterior un curent de comandă, I_{COM}, generatorul de curent va debita în *LED*-uri un curent egal cu: $I_{LED} = 20\text{ mA} - 40\, I_{COM}$ (unde I_{COM} este exprimat în mA). Cînd în terminalul de control al intensității se va introduce un curent $>0{,}5$ mA generatorul de curent va fi inhibat ($I_{LED} = 0$).

Această facilitate este disponibilă numai pentru circuitele βL100 încapsulate în plastic cu 14 terminale, iar aplicația tipică o constituie modulația strălucirii *LED*-urilor în funcție de iluminarea ambiantă.

În interiorul circuitului integrat βL100 se află un bloc complet separat de restul circuitului și accesibil din exterior în cazul capsulei de 14 terminale. El este un *amplificator operațional* adaptat funcționării în fața circuitului de comandă propriu-zisă a LED-urilor. Acest amplificator operațional a fost inclus din cauza aplicației tipice a circuitului βL100 — aceea de a afișa valoarea medie sau de vîrf a unei tensiuni alternative din domeniul frecvențelor audio. În majoritatea cazurilor în cataloage se descriu astfel de circuite, însă această problemă este „rezolvată" printr-un circuit de redresare cu diode asociat unei constante de timp convenabile.

În acest caz apare un obstacol major. Circuitul afișează semnale pozitive a căror valoare de vîrf este cuprinsă între 0 și 1 V (sau 0 ... 2 V pentru varianta gradată în decibeli). Ori redresarea prin simple diode a unor astfel de semnale este afectată de erori datorită tensiunii relativ mari ($\approx 0{,}6$ V) de deschidere a diodelor. Ca urmare întregul ansamblu, redresor + afișaj analogic, va fi un compromis în precizie, chiar dacă circuitul de afișaj propriu-zis este specificat satisfăcător. Cu ajutorul amplificatorului operațional se pot construi scheme de redresare cu diode „fără prag". De asemenea acest amplificator operațional poate fi folosit pentru adaptarea diverselor traductoare al căror semnal necesită fie o simplă amplificare, fie o lege de procesare specială.

Pentru ca resursele amplificatorului operațional să fie folosite pe deplin capacitatea de compensare va fi adăugată din exterior, dimensionînd-o la valoarea strict necesară. Acest amplificator operațional poate lucra cu tensiuni de intrare de 0 V și de asemenea tensiunea de ieșire poate coborî pînă la 0 V.

6.2. Schema electrică

Schema electrică completă este dată în figura 6.3. În acest desen est reprezentat doar un singur comparator, cel care poartă numele convenționa de comparator numărul *1*. Pentru a nu încărca în mod inutil schema, celelalte comparatoare (*2*, *3*, *4*, *5*) nu au mai fost desenate, schema lor fiind absolut identică cu schema comparatorului *1*. Intrările inversoare (—) a acestor comparatoare sînt legate împreună cu intrarea inversoare a comparatorului *1* și conduc direct către terminalul de acces V_{in}. Intrările neinversoare (+) ale comparatoarelor amintite mai sus sînt legate la prizele rezistenței R_9 aplicîndu-se în acest mod tensiunile de referință corespunzătoare rangului comparatorului în cauză; comparatorul numărul *2* are intrarea (+) conectată la priza V_2, comparatorul numărul *3* are intrarea (+) conectată la priza V_3 și așa mai departe.

Revenind la intrarea comună V_{in}, a tuturor comparatoarelor semnalăm existența unui circuit de protecție la supratensiune circuit care în mod normal nu afectează funcționarea și de aceea nu a mai fost desenat pe schema din

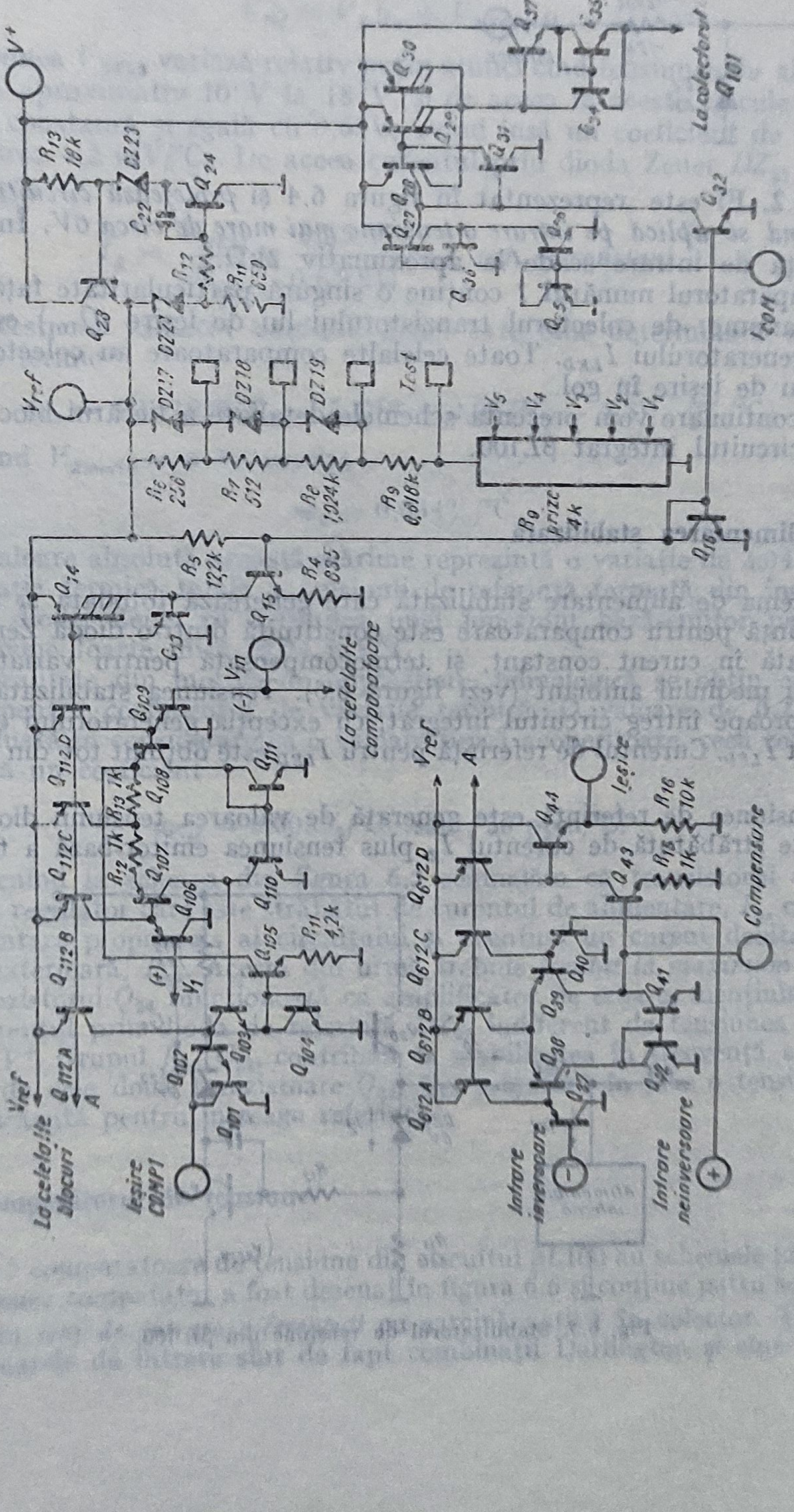


Fig. 6.3. Schema electrică a circuitului βL 100.

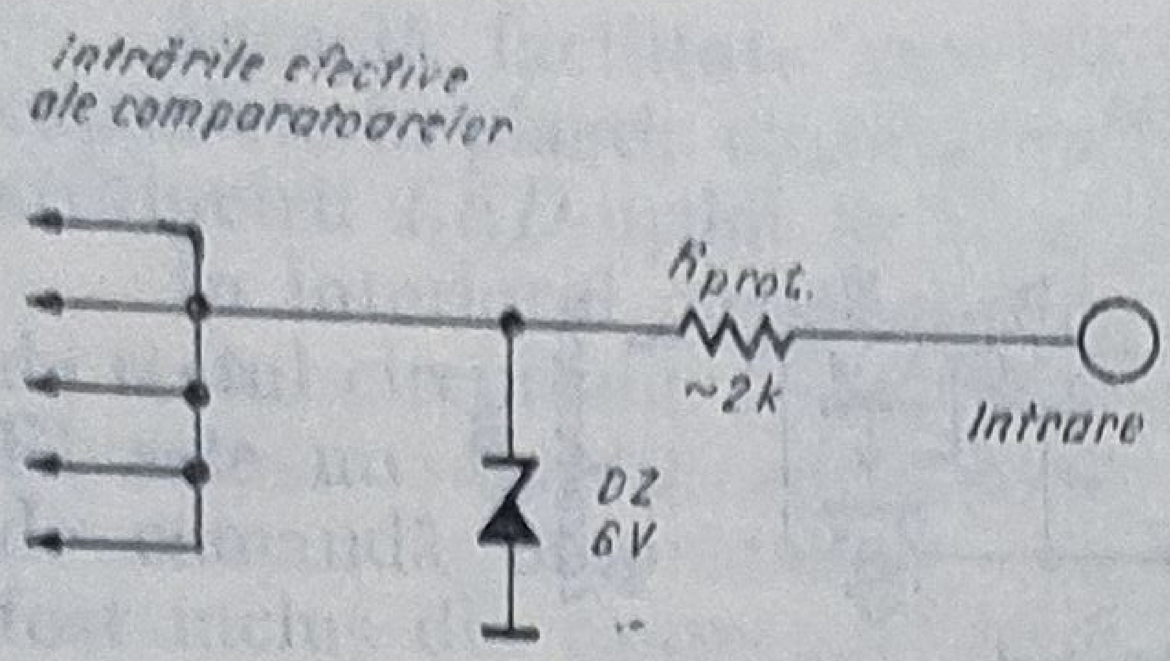


Fig. 6.4. Circuitul de protecție a intrării

figura 6.2. El este reprezentat în figura 6.4 și *protejează circuitul integrat atunci cînd se aplică pe intrare o tensiune mai mare de circa 6V*. În acest caz impedanța de intrare scade la aproximativ 2kΩ.

Comparatorul numărul 7 conține o singură particularitate față de celelalte și anume: de colectorul tranzistorului lui de ieșire (Q_{101}) este legată ieșirea generatorului I_{LED}. Toate celelalte comparatoare au colectorul tranzistorului de ieșire în gol.

În continuare vom prezenta schemele detaliate a fiecărui bloc ce constituie circuitul integrat βL100.

6.2.1. Alimentarea stabilizată

Schema de alimentare stabilizată care generează totodată și tensiunea de referință pentru comparatoare este constituită dintr-o diodă Zener DZ_{21}, alimentată în curent constant, și termocompensată pentru variațiile temperaturii mediului ambiant (vezi figura 6.5). Tensiunea stabilizată alimentează aproape întreg circuitul integrat, cu excepția generatorului de curent constant I_{LED}. Curentul de referință pentru I_{LED} este obținut tot din valoarea V_{ref}.

Tensiunea de referință este generată de valoarea tensiunii diodei DZ_{21} care este străbătută de curentul I_Z plus tensiunea emitor-bază a tranzisto-

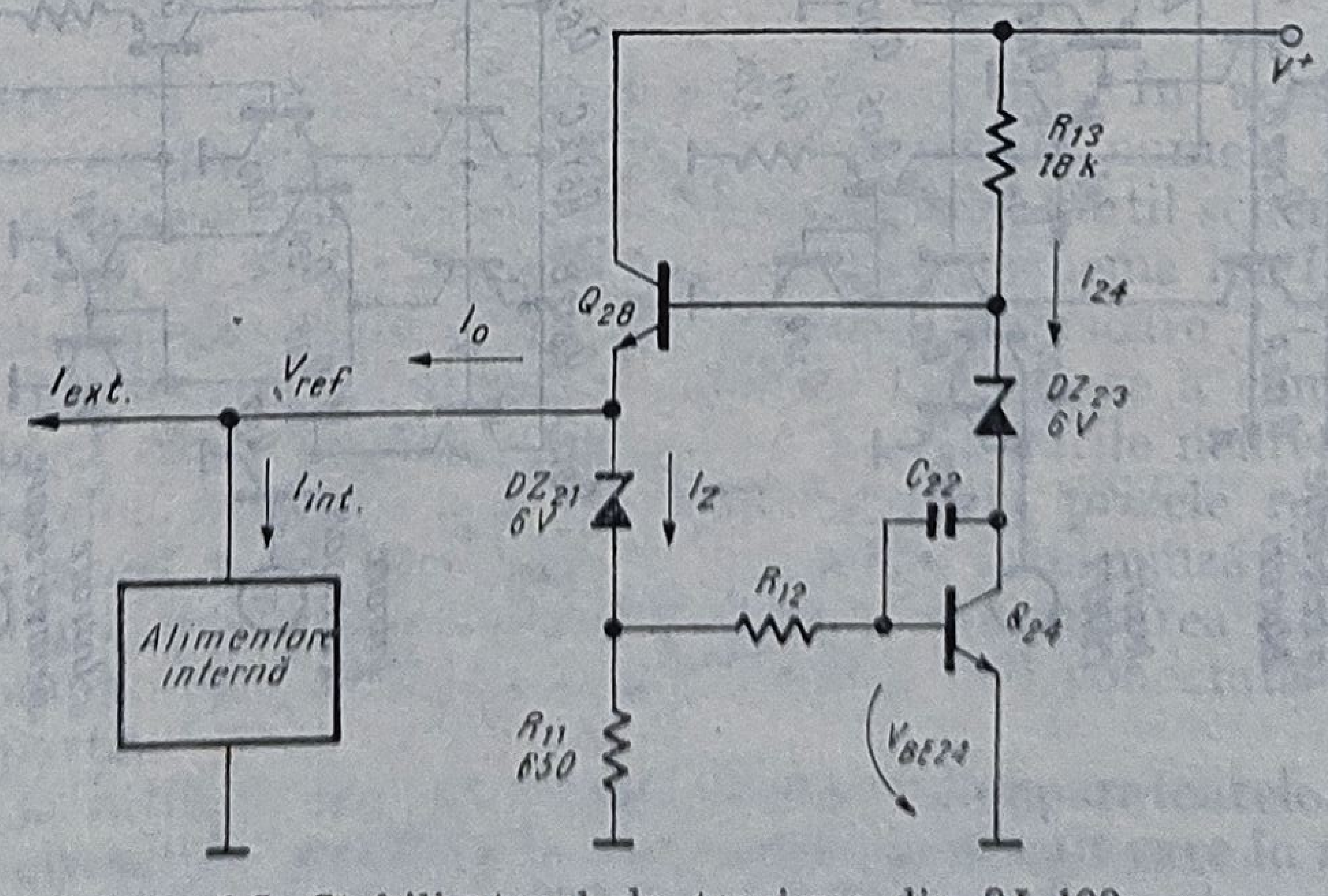


Fig. 6.5. Stabilizatorul de tensiune din βL 100.

rului Q_{24}. S-a neglijat căderea de tensiune pe rezistența R_{12} datorată valorii mici a curentului de bază pentru tranzistorul Q_{24}. Astfel:

$$V_{ref} = V_Z|_{I_Z} + V_{BE24}|_{I24}$$

Tensiunea V_{BE24} variază relativ puțin atunci cînd tensiunea de alimentare urcă de la aproximativ 10 V la 18 V, și de aceea în aceste calcule o putem considera constantă și egală cu 0,65V, avînd însă un coeficient de temperatură de circa −2 mV/°C. De aceea curentul prin dioda Zener DZ_{21} este dat de relația:

$$I_Z = \frac{V_{BE24}}{R_{11}} = \frac{0,65\ \text{V}}{0,65\ \text{k}\Omega} = 1\ \text{mA} = \textit{constant}.$$

În acest caz valoarea tensiunii Zener este bine determinată, avînd un coeficient termic [3]

$$\alpha_{V_Z} = 4,3 \cdot 10^{-2}[(V_Z - 5,5)^{1/3} - 0,02\,(V_Z - 5,5)],\ [\%/°\text{C}]$$

Considerînd $V_{Zmediu} = 6$ V, rezultă

$$\alpha_{V_Z} = 0,034\%/°\text{C}.$$

În valoare absolută această mărime reprezintă o variație de 2.04 mV/°C.

Variația termică totală a tensiunii de referință formată din însumarea tensiunii diodei Zener cu tensiunea unei joncțiuni bază-emitor polarizată direct devine foarte mică, 0,04 mV/°C.

În realitate din motive de împrăștiere tehnologică se obțin cifre mai ridicate pentru coeficientul de variație termică. O valoare de 0,2 mV/°C poate fi luată în considerare ca o valoare tipică acoperitoare, ceea ce de fapt reprezintă un coeficient

$$\alpha_{V_{ref}} = 0,003\%/°\text{C} \quad \text{sau} \quad 30\ \text{ppm}/°\text{C}.$$

Revenind la schema din figura 6.5 semnalăm că tranzistorul Q_{28} are un rol de regulator care este străbătut de curentul de alimentare, I_S, curentul de alimentare propriu-zis al circuitului și eventual un curent debitat pe o sarcină exterioară, I_{ext}. Acesta din urmă trebuie *limitat la maximum 1 mA*.

Tranzistorul Q_{24} funcționează ca amplificator de eroare, menținînd constant curentul prin dioda de referință DZ_{21} indiferent de tensiunea de alimentare V^+. Grupul R_{12}, C_{22}, contribuie la stabilitatea în frecvență a buclei formate de cele două tranzistoare Q_{24}, Q_{28} asigurînd în plus o tensiune de zgomot scăzută pentru întreaga referință.

6.2.2. Comparatorul de tensiune

Cele 5 comparatoare de tensiune din circuitul βL100 au schemele identice. Un asemenea comparator a fost desenat în figura 6.6 și conține patru secțiuni.

- un *etaj de intrare diferențial* cu sarcină activă în colector. Tranzistoarele de intrare sînt de fapt combinații Darlington și sînt notate

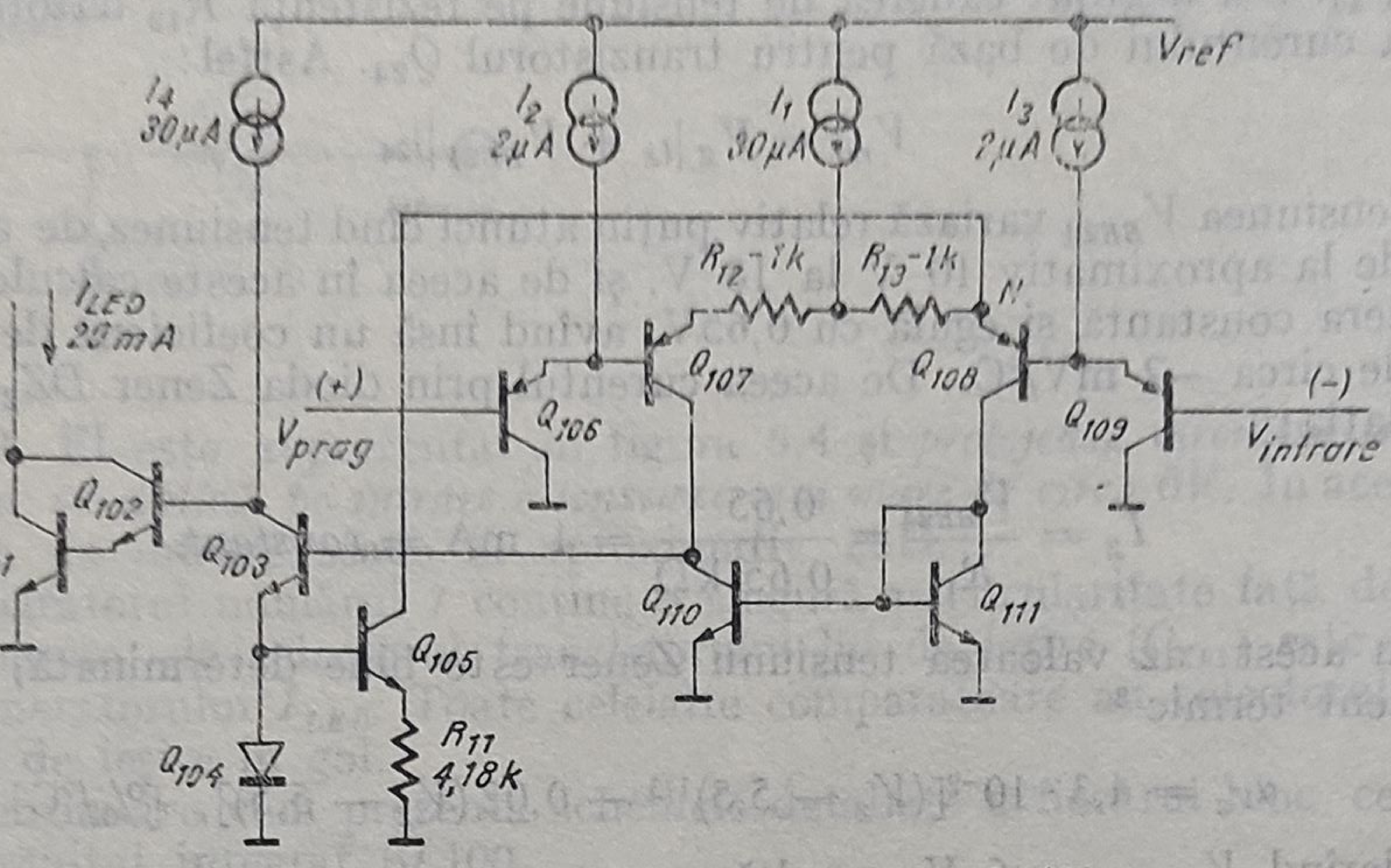


Fig. 6.6. Schema unui comparator din βL100.

pe figură cu Q_{106}, Q_{107} și Q_{108}, Q_{109}. Sarcina activă este constituită din tranzistoarele Q_{110}, Q_{111}. Întregul etaj diferențial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30$ μA. Se folosesc în intrare tranzistoare *pnp* deoarece această structură permite o funcționare normală și pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) față de masă (substrat);

- un *etaj pilot*, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30$ μA. Acesta contribuie substanțial la transconductanța comparatorului avînd în același timp și rol de etaj tampon între intrare și etajul final;
- un *etaj de ieșire* format din combinația Q_{101}, Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanțul de *LED*-uri și în același timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot;
- un circuit special care produce comparatorului un *histerezis* de circa 10 mV. Este format din tranzistoarele Q_{104}, și Q_{105} și rezistențele R_{11} R_{13}. Acest etaj este util atunci cînd comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar și lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvență poate oscila cu ușurință. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag", dar din diferite motive ea variază ușor (milivoți datorați zgomotului, brumului, ondulației reziduale etc.) comparatorul va bascula necontrolat, făcînd ca ultimul *LED* din bareta luminoasă să pîlpîie.

  Histerezisul introdus maschează această comportare și comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

Funcționarea comparatorului. Atunci cînd tensiunea de intrare care se aplică pe baza tranzistorului Q_{109} este mai mică decît tensiunea aplicată pe baza tranzistorului Q_{106} (tensiune notată pe desen cu V_{prag}) tranzistorul

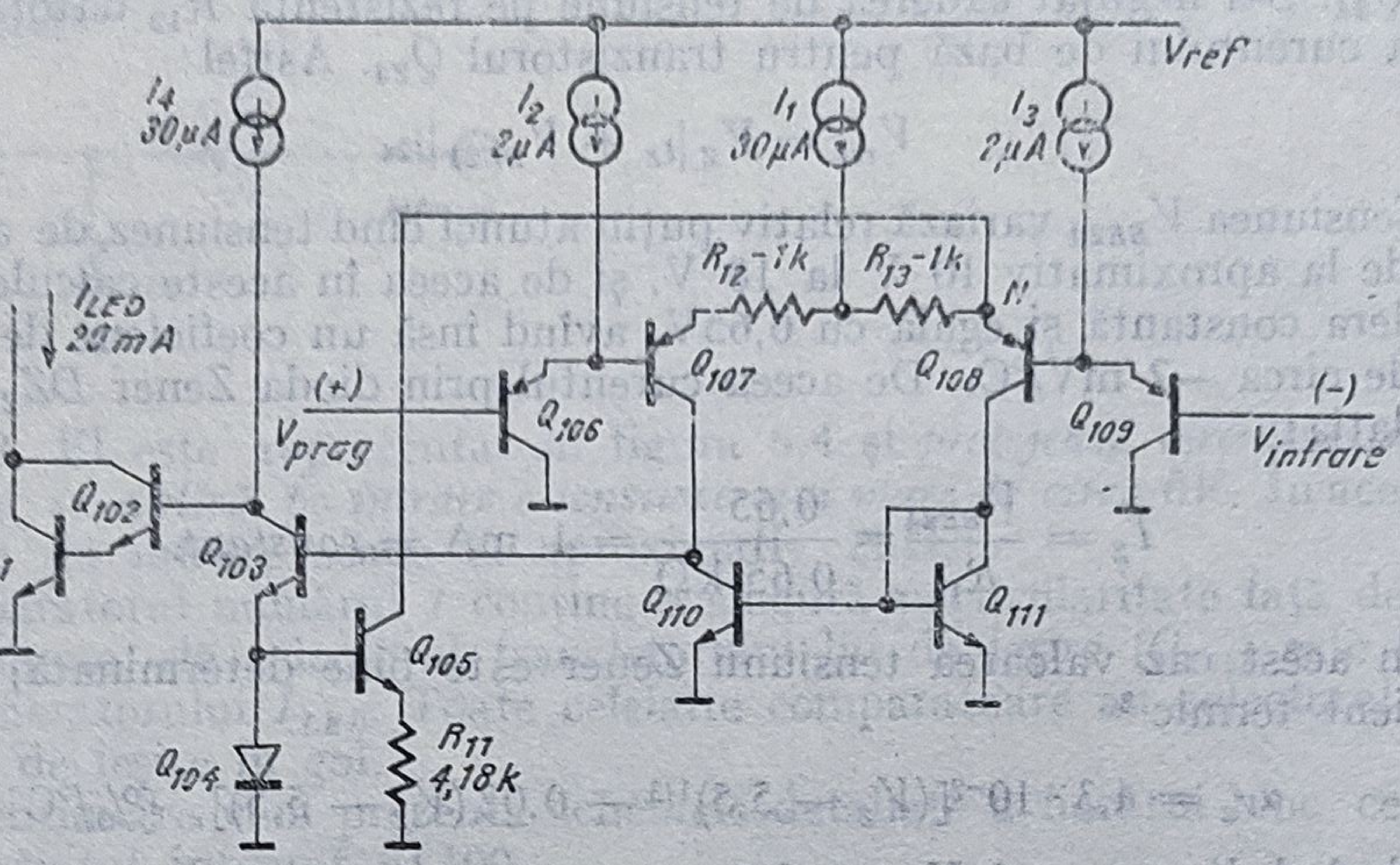


Fig. 6.6. Schema unui comparator din $\beta L100$.

pe figură cu Q_{106}, Q_{107} și Q_{108}, Q_{109}. Sarcina activă este constituită din tranzistoarele Q_{110}, Q_{111}. Întregul etaj diferențial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30\ \mu A$. Se folosesc în intrare tranzistoare *pnp* deoarece această structură permite o funcționare normală și pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) față de masă (substrat);

- un *etaj pilot*, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30\ \mu A$. Acesta contribuie substanțial la transconductanța comparatorului avînd în același timp și rol de etaj tampon între intrare și etajul final;
- un *etaj de ieșire* format din combinația Q_{101}, Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanțul de *LED*-uri și în același timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot;
- un circuit special care produce comparatorului un *histerezis* de circa 10 mV. Este format din tranzistoarele Q_{104} și Q_{105} și rezistențele R_{11} R_{13}. Acest etaj este util atunci cînd comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar și lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvență poate oscila cu ușurință. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag", dar din diferite motive ea variază ușor (milivoți datorați zgomotului, brumului, ondulației reziduale etc.) comparatorul va bascula necontrolat, făcînd ca ultimul *LED* din bareta luminoasă să pîlpîie.

Histerezisul introdus maschează această comportare și comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

Funcționarea comparatorului. Atunci cînd tensiunea de intrare care se aplică pe baza tranzistorului Q_{109} este mai mică decît tensiunea aplicată pe baza tranzistorului Q_{106} (tensiune notată pe desen cu V_{prag}) tranzistorul

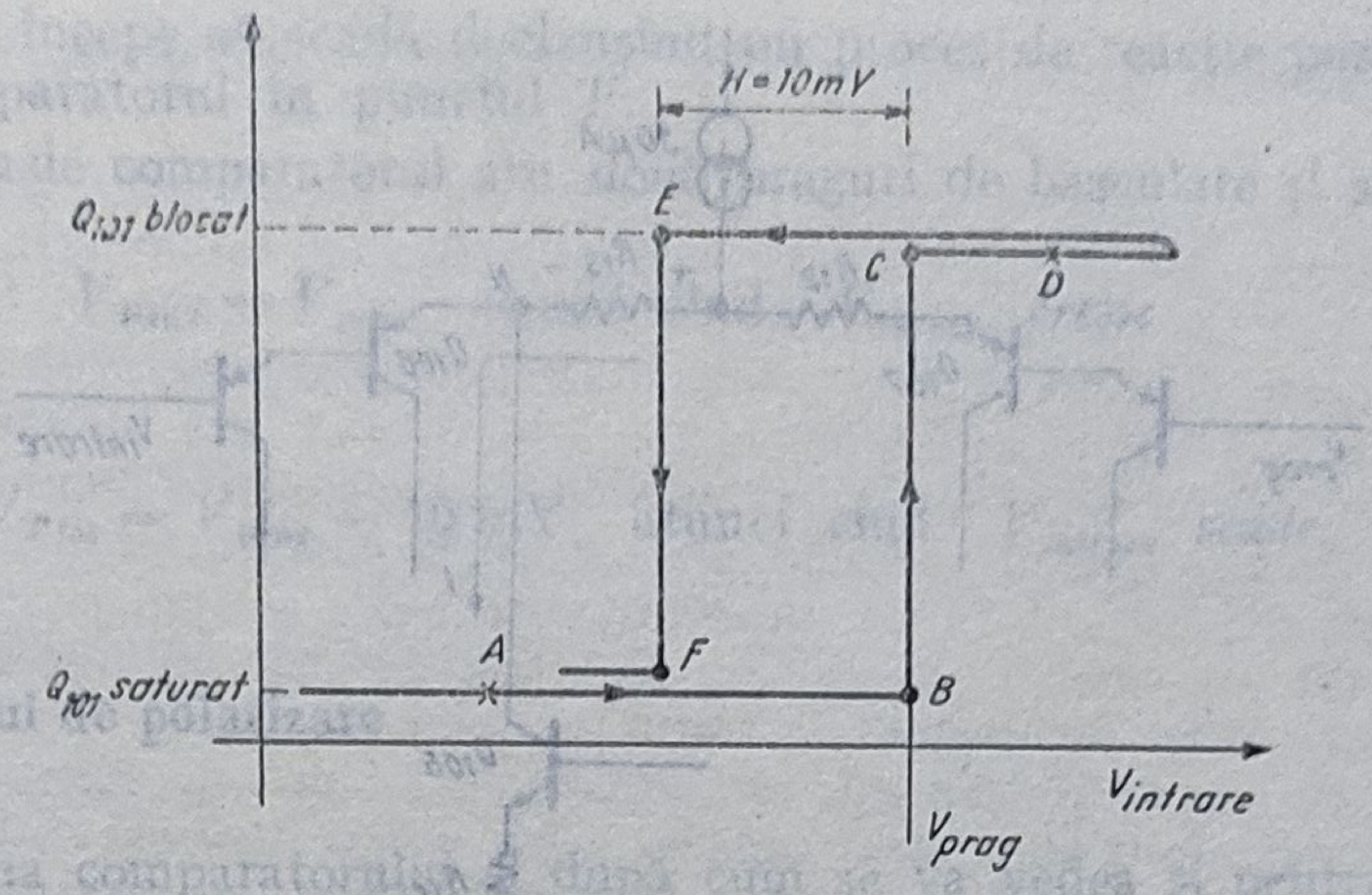


Fig. 6.7. Diagrama de comutare a comparatorului.

Q_{108} conduce tot curentul I_1 și Q_{107} este blocat. Ca urmare tranzistorul Q_{110} este saturat, blocînd ferm tranzistorul pilot Q_{103}. Tot curentul injectat de generatorul I_4 intră în baza tranzistorului, saturînd întreaga combinație Q_{102}, Q_{101}; curentul I_{LED} este absorbit de Q_{101} tensiunea colectorului lui necrescînd peste 1,2V (tipic 0,9V) stingînd în acest fel tot lanțul de *LED*-uri conectate de la acest colector la masă. În această stare tranzistorul Q_{103} fiind blocat nici tranzisorul Q_{105} nu va conduce și nodul N nu va fi cu nimic perturbat.

Privind diagrama din figura 6.7 ne aflăm în punctul A. Crescînd tensiunea de intrare se va atinge punctul B. Aici tranzistorul Q_{108} începe să se închidă pe cînd prin tranzistorul Q_{107} va curge un curent din ce în ce mai important. Etajul diferențial se va balansa, în partea în care curentul injectat de Q_{107} ajunge mai mare decît cel extras de Q_{110}. Curentul excedentar va fi absorbit de baza tranzistorului Q_{103}. Intrarea în conducție a lui Q_{103} are două efecte. Pe de o parte blocajul grupului de ieșire Q_{101}, Q_{102} iar pe de altă parte activarea oglinzii Widlar[4] Q_{104}, Q_{105}, R_{11}. Tranzistorul Q_{105} începe să conducă un curent care extras din nodul N produce o cădere suplimentară de tensiune pe rezistența R_{13} care va accelera procesul de blocare a tranzistorului Q_{108} și de deschidere a tranzistorului pereche Q_{107}. Această stare este indicată în figura 6.8. Deschiderea tranzistorului Q_{105} provoacă o cădere de tensiune suplimentară egală cu $R_{13} \times I$. Sensul acestei tensiuni este astfel încît micșorează tensiunea față de masă a emitorului tranzistorului Q_{108} conducîndu-l suplimentar spre blocare.

Reacția pozitivă provocată de acțiunea tranzistorului Q_{105} conduce rapid. întregul circuit în starea Q_{101} blocat. În această poziție notată cu C pe figura 6.7 Q_{108} este blocat, Q_{107} conduce tot curentul I_1 care îl saturează pe Q_{103}. Etajul final Q_{102}, Q_{101} este blocat, iar curentul generatorului I_4 curge prin Q_{103} și Q_{104}. Tranzistorul Q_{105} va conduce un curent maxim de circa 10 μA care provoacă o cădere de tensiune de 10 mV pe rezistența R_{13}.

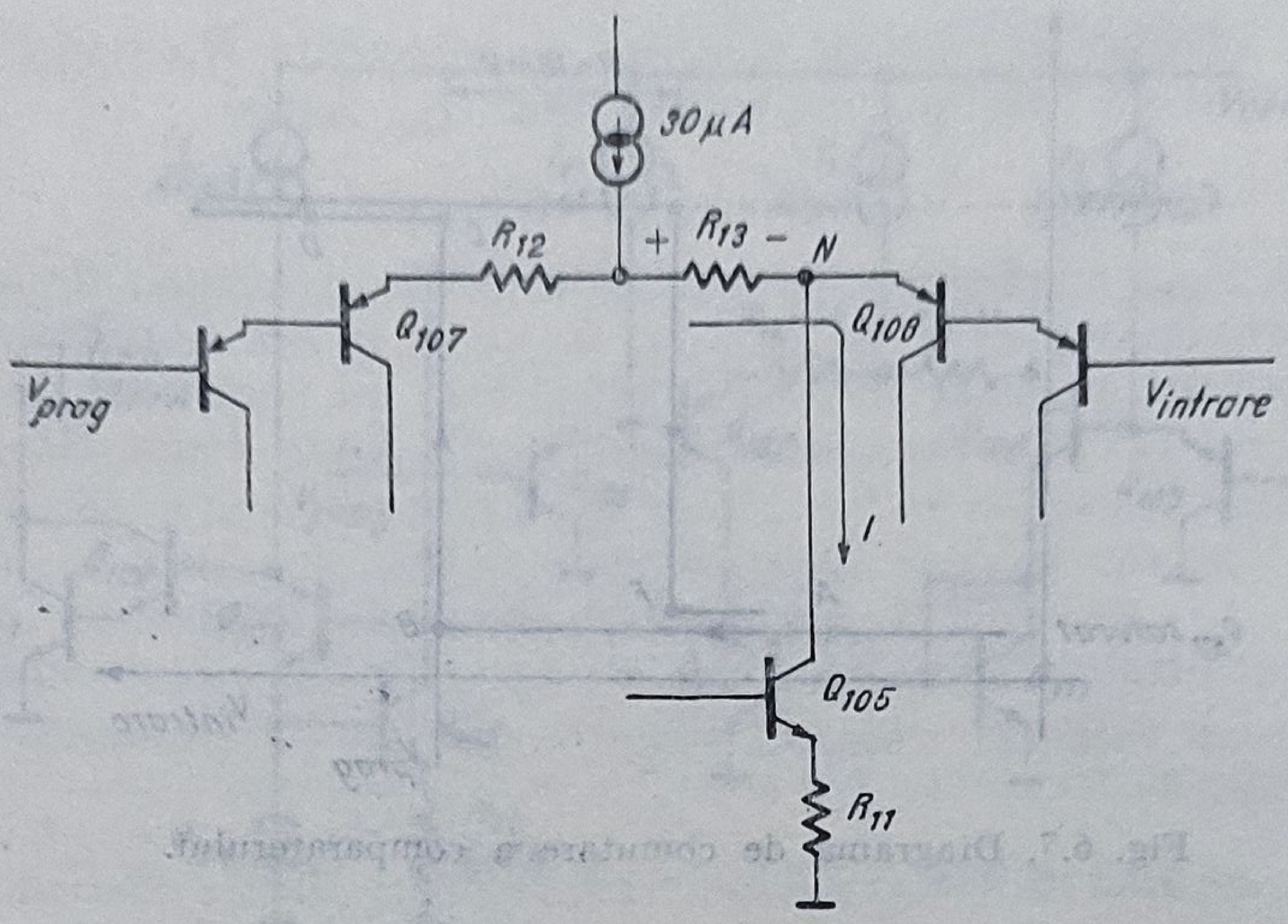


Fig. 6.8. Efectul tranzistorului Q_{105} asupra etajului de intrare a comparatorului.

Tensiunea de intrare crescînd în continuare nu poate modifica cu nimic starea comparatorului (punctul D). Schema echivalentă a amplificatorului diferențial de intrare este dată în figura 6.9.

Cînd tensiunea de intrare coboară către tensiunea de prag amplificatorul diferențial conține aparent un generator de tensiune $E_H = 10$ mV, interpus între intrare și prag. În acest caz pentru a aduce la balans diferențialul de intrare trebuie ca tensiunea de intrare să coboare la

$$V_{intrare} = V_{prag} - E_H(10 \text{ mV})$$

adică să se atingă punctul E din figura 6.7. Acum fenomenele se petrec invers față de tranziția $B \rightarrow C$. Tranzistorul Q_{103} se blochează saturînd etajul final și în același timp micșorînd curentul absorbit de tranzistorul Q_{105}. Va-

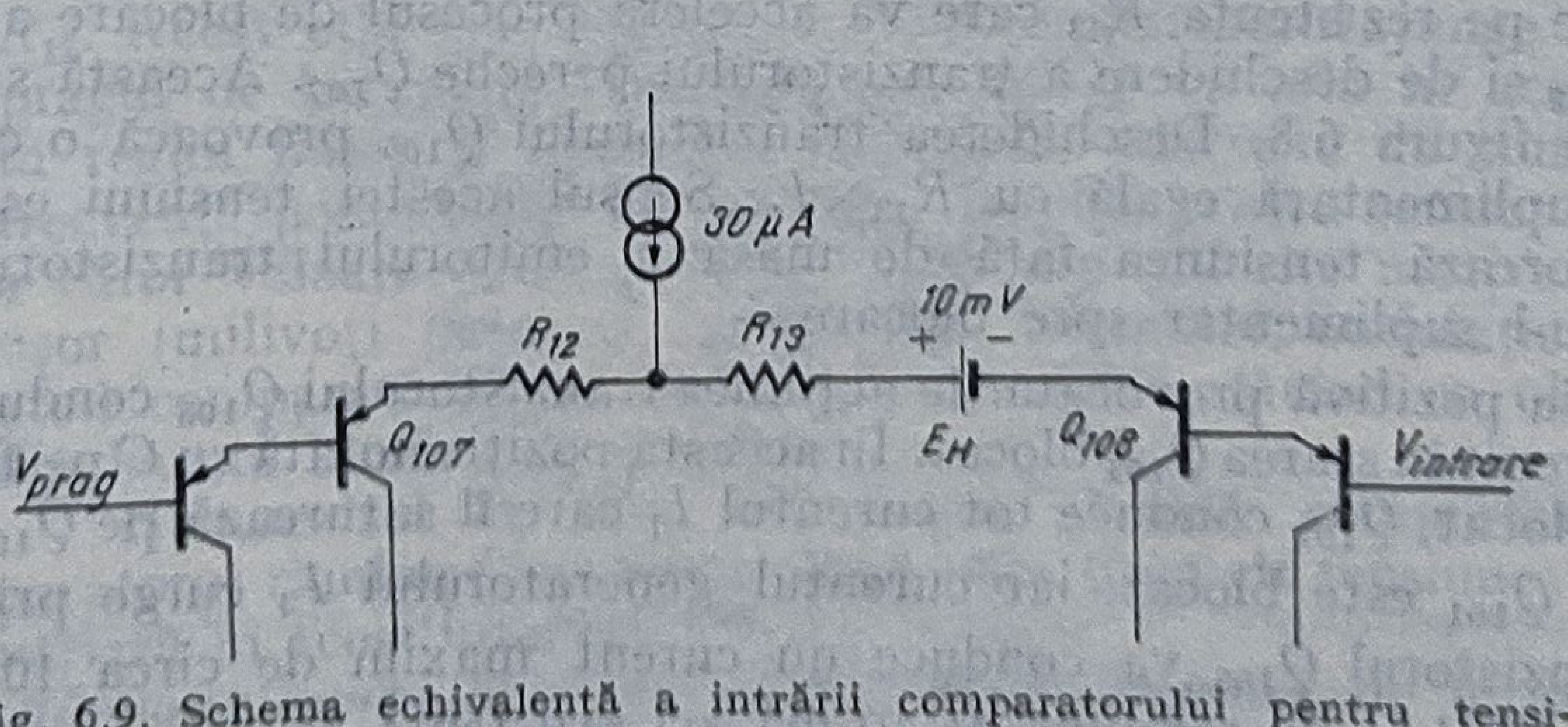


Fig. 6.9. Schema echivalentă a intrării comparatorului pentru tensiuni $V_{intrare} > V_{prag}$.

loarea lui E_H începe să scadă declanșînd un proces de reacție pozitivă care conduce comparatorul în punctul F.

În concluzie comparatorul are două praguri de basculare și anume:

$$V_{Psus} = V_{prag} \quad \text{atunci cînd} \quad V_{intrare} \text{ crește}$$

și

$$V_{Pjos} = V_{prag} - 10 \text{ mV} \quad \text{atunci cînd} \quad V_{intrare} \text{ scade.}$$

6.2.3. Circuitul de polarizare

În schema comparatorului și după cum se va vedea și pentru schema generatorului de curent al *LED*-urilor au fost introduse mai multe generatoare de curent utilizate în alimentarea circuitelor respective. Construcția acestor generatoare este reprezentată în figura 6.10.

Rezistența cheie care dictează valorile tuturor generatoarelor de curent de polarizare este R_5. Mărimea ei determină curentul ce trece prin dioda Q_{16} și are valoarea de 12,2 kΩ (0,5 mA). Tranzistorul Q_{15} reprezintă o sursă Widlar care reduce curentul la 64 μA și îl injectează în tranzistorul Q_{14}, tranzistor identic din punct de vedere geometric și tehnologic cu cele 6 tranzistoare $Q_{112} \ldots Q_{612}$. Deoarece bazele celor 6 tranzistoare de polarizare plus dioda cu rol de oglindă Q_{14}, necesită un curent important, acesta este susținut de tranzistorul Q_{13}.

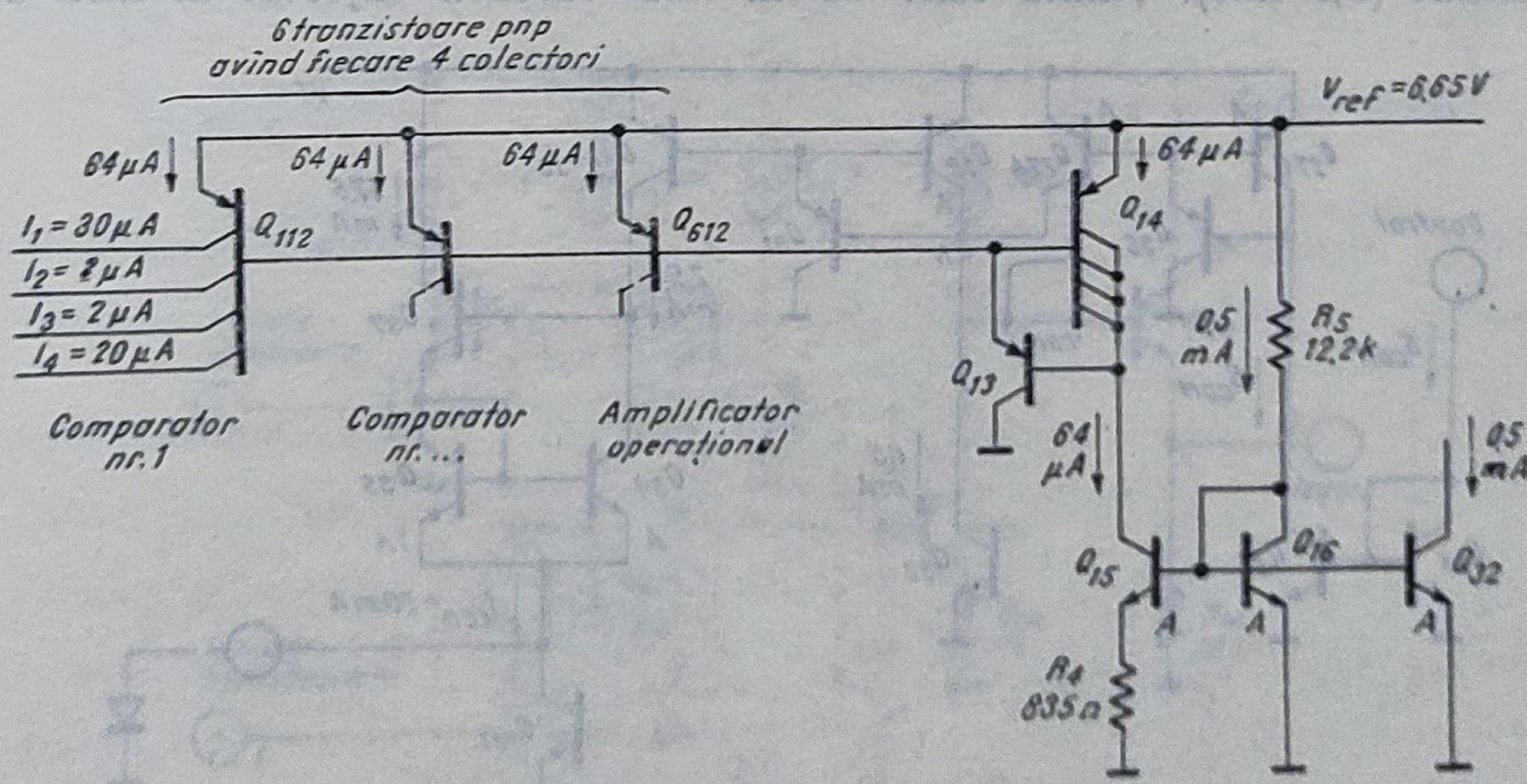


Fig. 6.10. Rețeaua de polarizare a circuitului βL 100.

6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea *LED*-urilor

În circuitul integrat β*L*100 este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de *LED*-uri comandat, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6.11 și ieșirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului numărul 7.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34}, Q_{35}, Q_{37}. Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaște o sursă de curent de tip Wilson [3]. S-a adoptat această configurație, datorită impedanței mari de ieșire, față de impedanța de ieșire a unui singur tranzistor care lucrează cu curenți de colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} și Q_{35}.

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30}, provocînd prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 16,5 mA. În total curentul injectat în *LED*-uri este format din suma curenților care trec prin cele două tranzistoare Q_{35}, Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitație generat de tranzistorul Q_{28-30} (2,5mA) este determinat de raportul ariilor de colector al tranzistoarelor Q_{28}, Q_{28-30} (1/5) și de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{32}, tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; formal el face parte din rețeaua de polarizare descrisă anterior, reprezentată în figura 6.10.

În nodul *N* constituit de colectorul tranzistoarelor Q_{28} și Q_{35} se află conectat și colectorul tranzistorului Q_{27A} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM}, aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci cînd este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28}, deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ținînd cont că în final curentul injectat în *LED*-uri

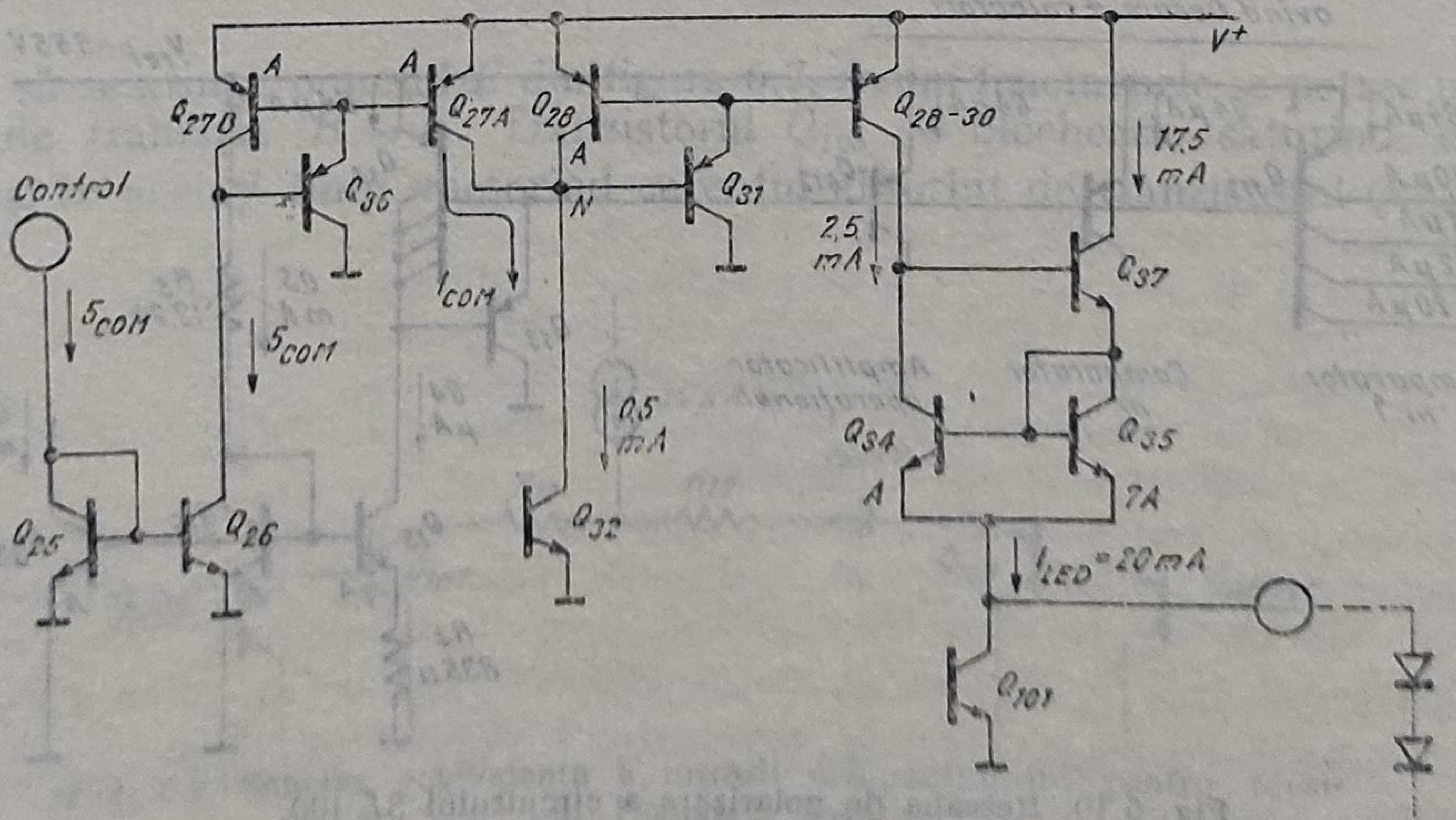


Fig. 6.11. Schema generatorului de curent I_{LED}.

6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea *LED*-urilor

În circuitul integrat $\beta L100$ este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de *LED*-uri comandat, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6.11 și ieșirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului numărul 7.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34}, Q_{35}, Q_{37}. Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaște o sursă de curent de tip Wilson [3]. S-a adoptat această configurație, datorită impedanței mari de ieșire, față de impedanța de ieșire a unui singur tranzistor care lucrează cu curenți de colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} și Q_{35}.

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30}, provocînd prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 16,5 mA. În total curentul injectat în *LED*-uri este format din suma curenților care trec prin cele două tranzistoare Q_{35}, Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitație generat de tranzistorul Q_{28-30} (2,5mA) este determinat de raportul ariilor de colector al tranzistoarelor Q_{28}, Q_{28-30} (1/5) și de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{32}, tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; formal el face parte din rețeaua de polarizare descrisă anterior, reprezentată în figura 6.10.

În nodul *N* constituit de colectorul tranzistoarelor Q_{28} și Q_{25} se află conectat și colectorul tranzistorului Q_{27A} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM}, aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci cînd este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28}, deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ținînd cont că în final curentul injectat în *LED*-uri

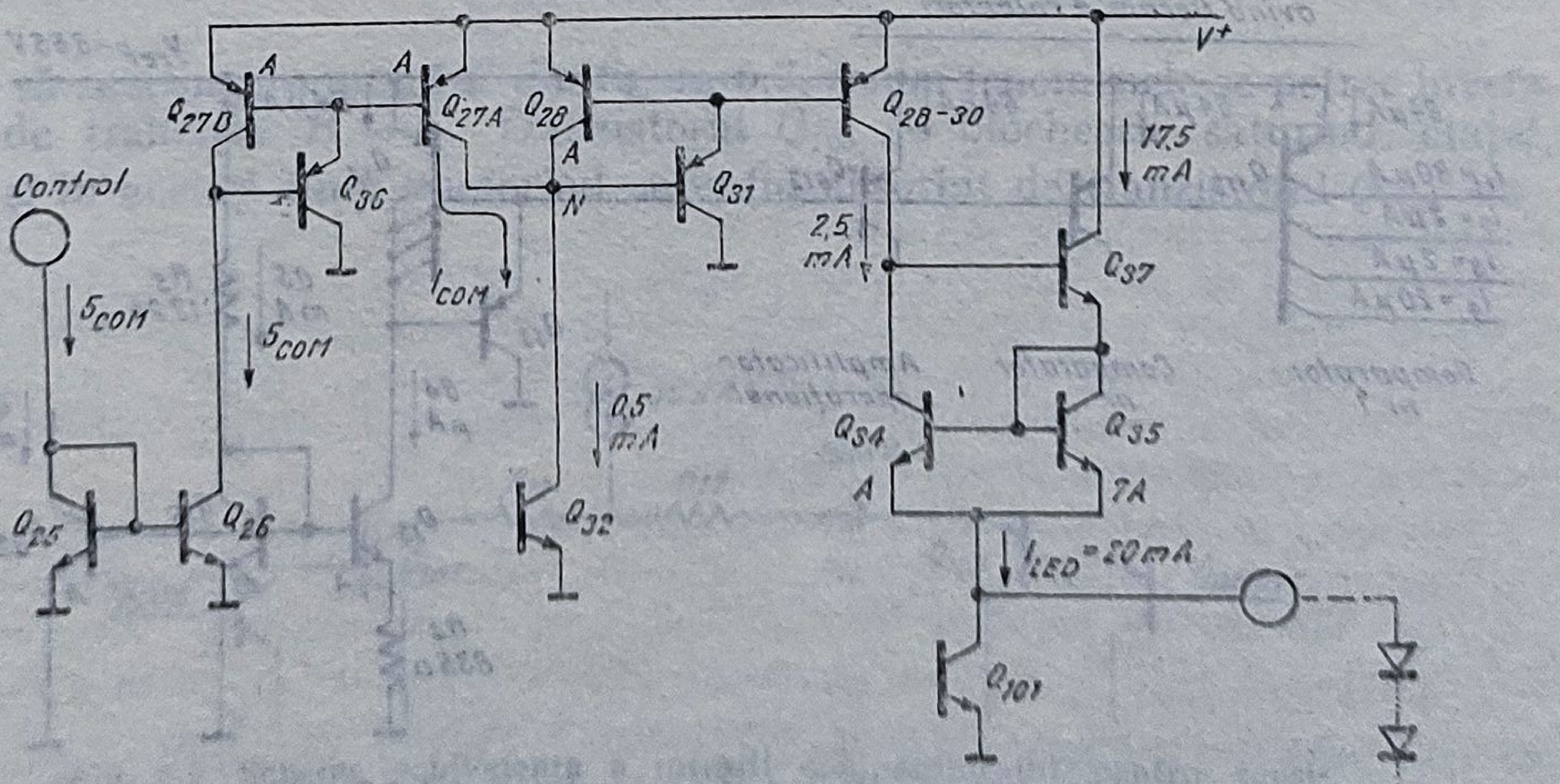


Fig. 6.11. Schema generatorului de curent I_{LED}.

reprezintă un multiplu de $8 \times 5 = 40$ al curentului prin tranzistorul Q_{28}, pentru modul N se poate scrie relaţia:

$$I_{COM} + \frac{I_{LED}}{40} = 0{,}5 \text{ mA}$$

adică

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40\, I_{COM}.$$

6.2.5. Amplificatorul operaţional[4]

Este un bloc care nu aparţine schemei de afişaj, dar care se dovedeşte extrem de util în aplicaţii. El este inclus pentru preprocesarea semnalului primit înainte de a fi afişat, situaţie care apare curent în aplicaţii.

Schema acestui amplificator operaţional este dată în figura 6.12 şi se aseamănă mult cu cea a comparatorului.

Etajul de intrare este format dintr-o pereche de tranzistoare *pnp* pentru a putea amplifica semnale avînd tensiuni apropiate de 0V. Ieşirea este constituită din repetorul pe emitor Q_{44} şi rezistenţa R_{16}. Această configuraţie permite funcţionarea corectă a amplificatorului cu tensiuni de ieşire apropiate de 0V, caracteristică extrem de importantă dacă ţinem seama că prima treaptă de afişaj este de 100 mV. Deci ieşirea amplificatorului operaţional trebuie să funcţioneze corect (nu în saturaţie) pentru tensiuni de ieşire mai mici de 100 mV. Deoarece amplificatorul operaţional este destinat să lucreze cu o reacţie negativă externă mai mare sau mai mică, eventual neliniară, compensarea în frecvenţă se poate face prin adăugarea unui condensator extern a cărui valoare va fi adaptată aplicaţiei în cauză.

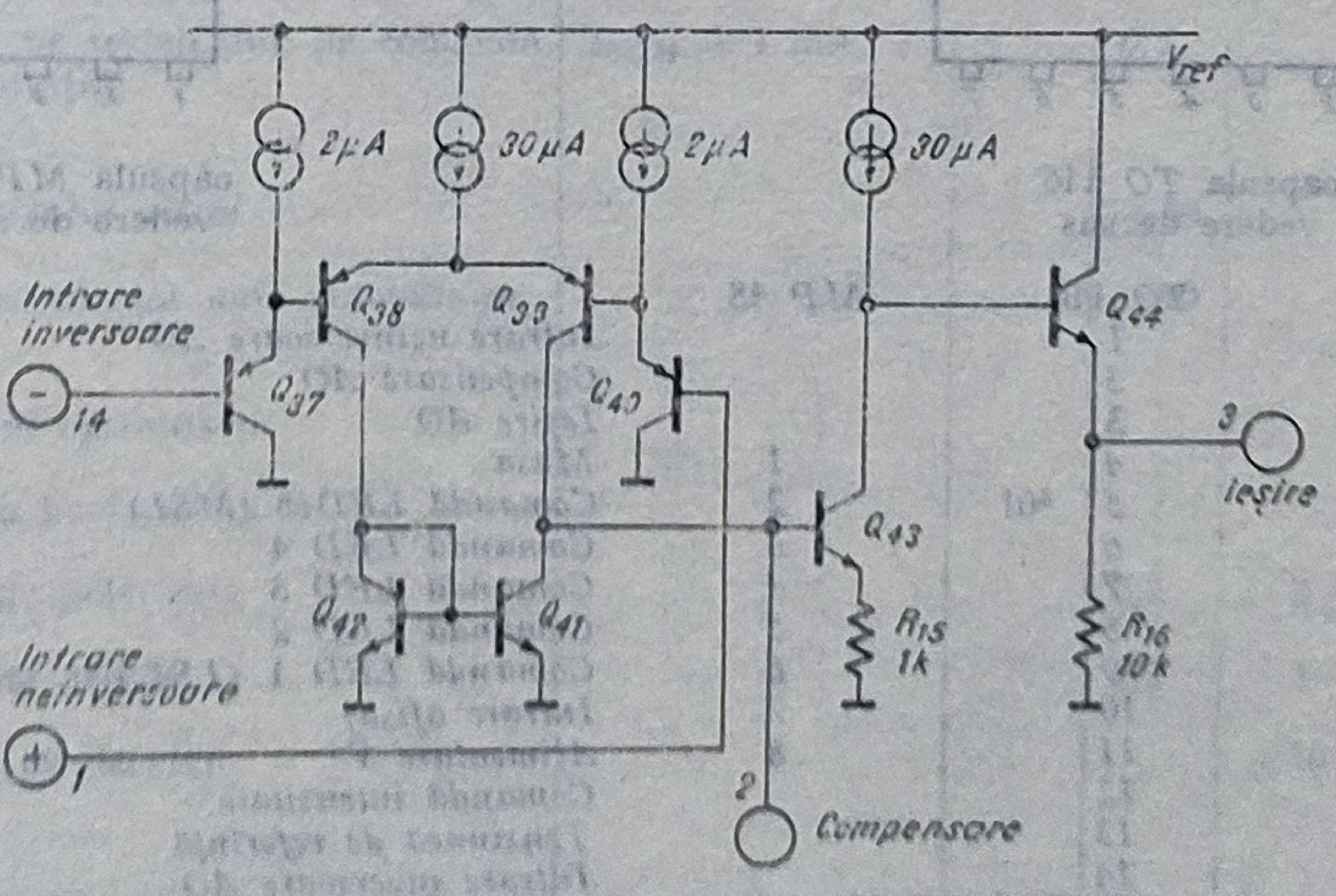


Fig. 6.12. Amplificatorul operaţional din βL 100.

6.3. Parametri

Valorile mărimilor asociate circuitului integrat βL100 sînt date în tabelul 6.2.

Tabelul 6.2

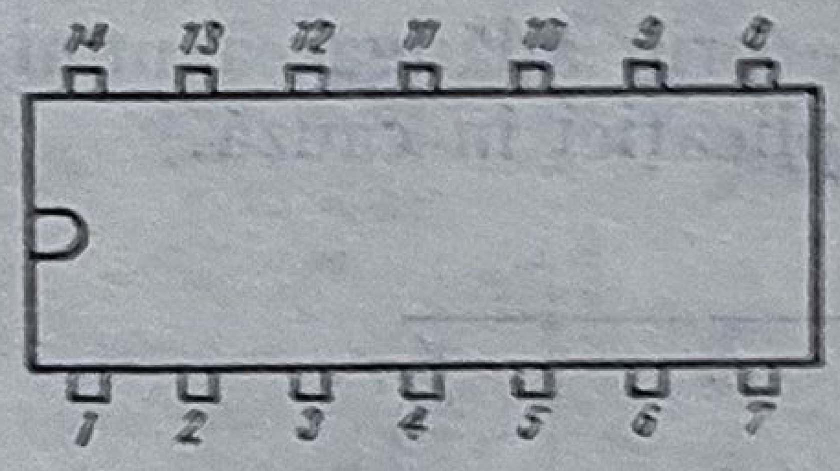
Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente

BL 100

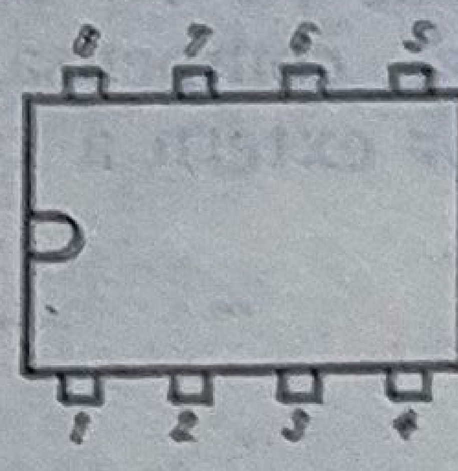
VALORI LIMITA ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare		+ 10V ... + 18 V
Tensiune aplicată pe intrarea afişajului		− 0,3V ... + 5 V
Curentul maxim extras din referinţă		1 mA
Curentul maxim extras din ieşirea *AO*		1 mA
Curentul maxim admis de un tranzistor saturat		50 mA
Tensiuni de intrare maxime pentru *AO*		−0,3V ... +5 V
Puterea disipată maximă	*TO* 116	500 mW
	MP 48	300 mW
Rezistenţa termică	*TO* 116	200°C/W
	MP 48	250°C/W
Temperatura maximă a joncţiunilor		125°C
Gama temperaturilor de funcţionare		−25°C ... +70°C
Gama temperaturilor de stocare		−25°C ... + 125°C

CONFIGURAŢIA TERMINALELOR



capsula *TO* 116
vedere de sus



capsula *MP* 48
vedere de sus

TO 116	*MP* 48	
1		*Intrare neinversoare AO*
3		*Compensare AO*
3		*Ieşire AO*
4	1	*Masa*
5	2	*Comandă LED 5 (MSL)*
6	3	*Comandă LED 4*
7	4	*Comandă LED 3*
8	5	*Comandă LED 2*
9	6	*Comandă LED 1 (LSL)*
10	7	*Intrare afişaj*
11	8	*Alimentare V+*
12		*Comandă intensitate*
13		*Tensiunea de referinţă*
14		*Intrare inversoare AO*

Tabelul 6.2 (continuare)

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_A = 25°C$, $V^+ = 12$ V dacă nu se specifică altfel) βL100

Parametrul	Condiţii	Min.	Tipic	Max.	Unităţi
Curentul de alimentare	$I_{LED} = 0$ mA		2,8		mA
Ieşirile spre *LED*	blocat saturat/20 mA			10 1,2	μA V
Curentul de polarizare la intrarea afişajului	$v_{in} = 0$ V		1	10	μA
Tensiunea de referinţă	$I_{ref} = 0$ mA	6,4	6,6	7	V
Stabilizarea cu alimentare	$V^+ = 12$ V ... 18 V		40		mV
Stabilizarea cu sarcina	$I_{ext} = 0$ ... 1 mA		8		mV
Stabilitatea în temperatură			0,2		mV/°C
Curentul de alimentare al LED-urilor	$I_{COM} = 0$ $V_0 = 10$ V	17	20	25	mA
Rezistenţa de ieşire a generatorului I_{LED}	$I_{COM} = 0$ $V_0 = 0$ ... 10 V		5		kΩ
Comanda intensităţii	tipic $I_{LED} = 20$ mA − 40 I_{COM}				mA
Tensiunea pe terminalul de comandă a intensităţii	$I_{COM} = 1$ mA		0,7		V
Precizia întregului afişaj			±30		mV
Histerezisul afectat unui comparator			10		mV
Amplificatorul operaţional					
Cîştigul cu bucla deschisă		10^4			
Curentul de polarizare			0,2	2	μA
Curentul de decalaj			0,2	1	μA
Tensiunea de decalaj				±10	mV

Limitele absolute trebuie respectate strict deoarece depășirea lor provoacă procese distructive, ireversibile, în structura circuitului integrat, determinînd de obicei defectarea sa catastrofică.

6.4. Aplicații

6.4.1. Utilizarea directă a circuitului β*L100* (Afișaj cu *5 LED*-uri)

Circuitele integrate β*L*100 încapsulate în capsula minidip *MP* 48 (8 terminale) sînt destinate unor utilizări directe.

Schema cea mai simplă de utilizare este desenată în figura 6.13. Atunci cînd tensiunea de intrare de c.c. este mică dar depășește primul prag va lumina numai *LED*-ul numărul *1*. Dacă tensiunea din intrare de c.c. depășește 1 V (varianta liniară) sau 2 V (varianta logaritmică), atunci va lumina *întreaga baretă de LED*-uri.

Cînd sursa de semnal aplică la terminalul de intrare o tensiune alternativă fără componentă de c.c. și plasată în domeniul frecvențelor audio, atunci se petrec două efecte:

- Apare o redresare inerentă caracteristicii de intrare a afișajului. Tensiunile de valoare pozitivă beneficiază de o impedanță de intrare ridicată și alternanța pozitivă aprinde proporțional bareta cu *LED*-uri. În schimb alternanțele negative nu vor fi afișate, iar în intrare curentul debitat de sursa de semnal va fi limitat la o valoare care nu pune în pericol integritatea circuitului integrat (sau eventual a sursei de semnal).
- Constanta de timp de integrare asociată percepției vizuale integrează valorile instantanee ale lungimii baretei luminoase.

În consecință circuitul desenat în figura 6.15 va afișa valoarea medie (integrată) a amplitudinei semnalului alternativ aplicat pe intrare.

Pentru acest afișaj cu 5 diode electroluminiscente se pot utiliza oricare din variantele circuitului β*L*100, de preferință cele încapsulate în minidip (β*L*101, 102, 103, 104). De asemeni în șirul de *LED*-uri se pot intercala exemplare de culori diferite deoarece în acest lanț se injectează un curent de polarizare constant.

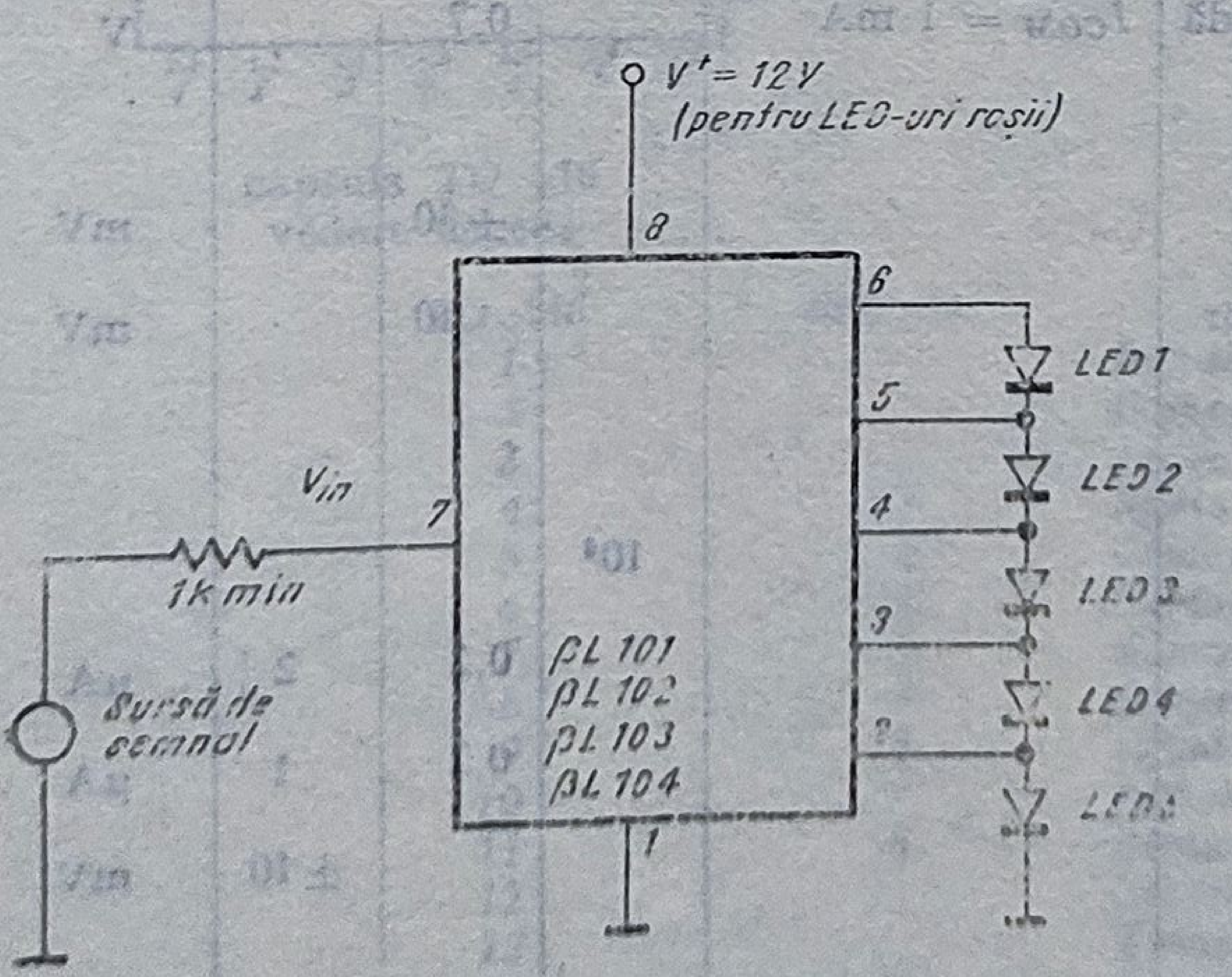


Fig. 6.13. Afișaj cu 5 *LED*-uri.

Dacă bareta este formată numai din *LED*-uri roșii atunci o alimentare de 12V este suficientă. În cazul în care se folosesc *LED*-uri cu tensiunea de funcționare mai ridicată (verzi, galbene) alimentarea circuitului trebuie fixată la circa 16 V. În toate cazurile, pentru a asigura o funcționare corectă a generatorului de curent se recomandă

a păstra o rezervă de circa 2 V întrre valoarea alimentării și tensiunea corespunzătoare tuturor *LED*-urilor din bareta aprinsă complet.

6.4.2. Afișaj cu *10 LED*-uri

Din descrierea anterioară (vezi tabelul 6.1) se observă că există două categorii de circuite cu pragurile decalate unul în „golul" celuilalt. Astfel β*L*101 are pragurile 0,1/0,3/0,5/0,2/0,9 pe cînd β*L*102 comută pentru 0,2/0,4/0,6/0,8/1 V. Combinînd aceste două circuite într-o schemă tandem va rezulta un afișaj cu 10 *LED*-uri, avînd praguri din 0,1 V în 0,1 V pentru un domeniu cuprins între 0 și 1 V. Schema de realizare a acestui afișaj este desenată în figura 6.14. Aceeași tehnică poate fi utilizată și pentru variantele logaritmice, rezultînd un afișaj în domeniul −20 dB ... +6dB.

6.4.3. Comanda intensității luminoase a *LED*-urilor

Pentru a regla manual intensitatea luminoasă a întregii barete cu diode electroluminiscente se va utiliza schema desenată în figura 6.15. Atunci cînd rezistența semireglabilă, R_T este fixată la $R_T \approx 0$, curentul care intră în terminalul de comandă are valoarea

$$I_{COM1} = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_1} = \frac{6{,}6 - 0{,}6}{R_1} = \frac{6\,V}{R_1}.$$

Alegîndu-se valoarea rezistenței R_1 astfel încît $I_{COM1} > 0{,}5$ mA bareta de *LED*-uri este stinsă ($R_1 < 10$ kΩ).

Crescînd valoarea semireglabilului R_T se obțin diferite valori pentru I_{COM} pînă la I_{COM2}.

Cu valorile indicate în figura 6.17 se obține:

$$I_{COM1} = 0{,}88 \text{ mA} \quad \text{și} \quad I_{COM2} = 0{,}056 \text{ mA}.$$

Valoarea curentului dat de generatorul de curent I_{LED} depinde de curentu de comandă I_{COM} conform relației

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40\, I_{COM}.$$

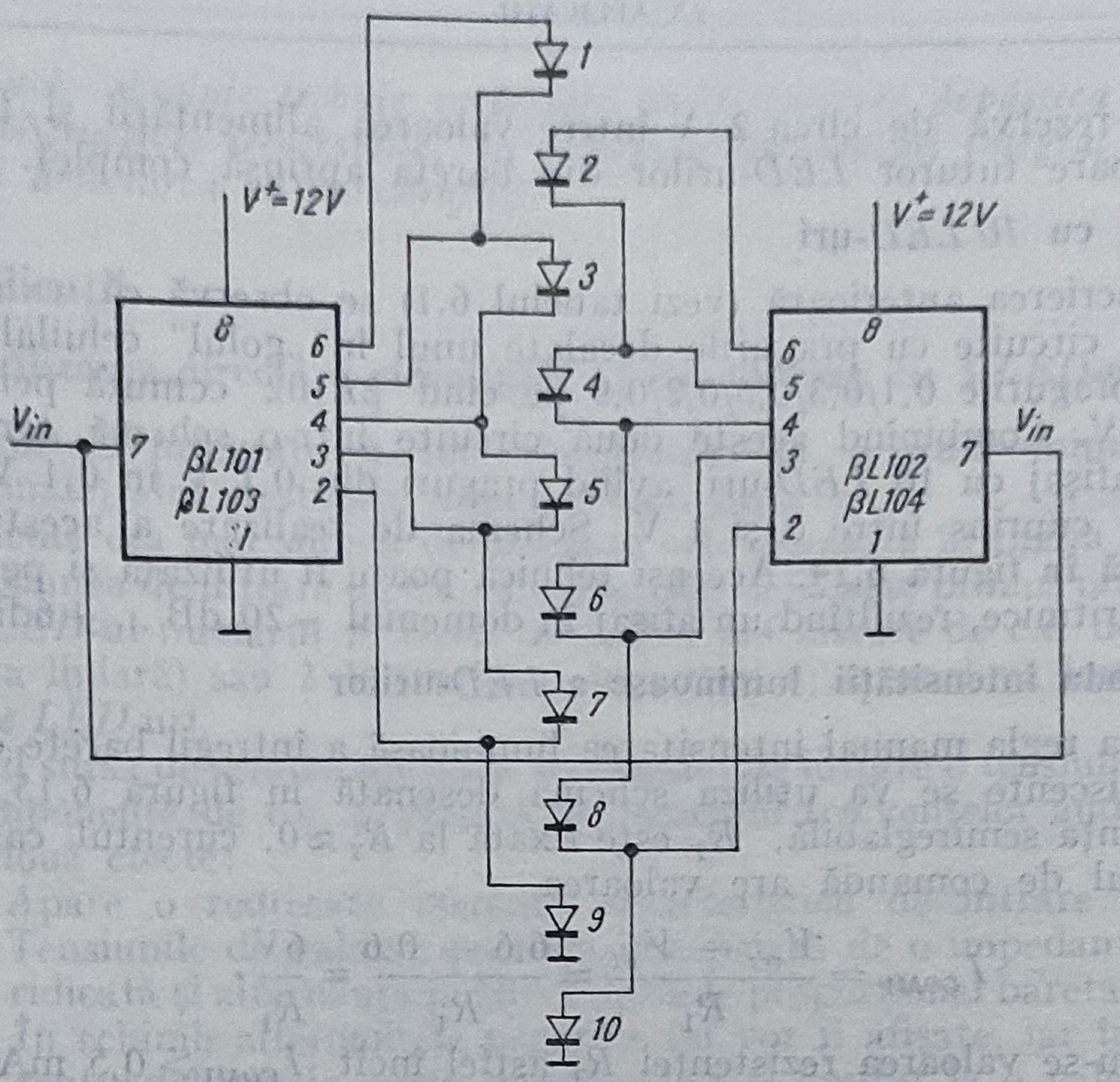
Așadar,

$$I_{LED}^1 = 0 \text{ (de fapt negativ)} \quad \text{și} \quad I_{LED}^2 = 17{,}8 \text{ mA}.$$

În consecință, din potențiometrul R_T se obține un curent controlat prin *LED*-uri, de la 0 mA și pînă la aproximativ 18 mA, făcînd ca strălucirea *LED*-urilor să varieze de la starea „stins" pînă aproape de intensitatea maximă posibilă (≈20 mA).

6.4.4. Comanda intensității *LED*-urilor în funcție de iluminarea ambiantă

Înlocuind rezistența R_T cu un fototranzistor pe fereastra căruia cade lumina ambiantă se va obține un reglaj de strălucire al intensității *LED*-urilor în funcție de iluminarea mediului ambiant. Această schemă este reprezentată în figura 6.16. Prin valoarea rezistenței R_1 se ajustează intensitatea dorită a *LED*-urilor atunci cînd lumina ambiantă este maximă. În acest caz s-a considerat că sensibilitatea fototranzistorului permite obținerea unui curent mai mare de 0,5 mA în emiter.



Praguri liniare	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	V	βL101 și βL102
Praguri logaritmice	-20	-15	-10	-6	-3	-1,5	0	+1,5	+3	+6	dB	βL103 și βL104
Numărul maxim de LED-uri aprinse	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1		

Fig. 6.14. Afișaj cu 10 *LED*-uri.

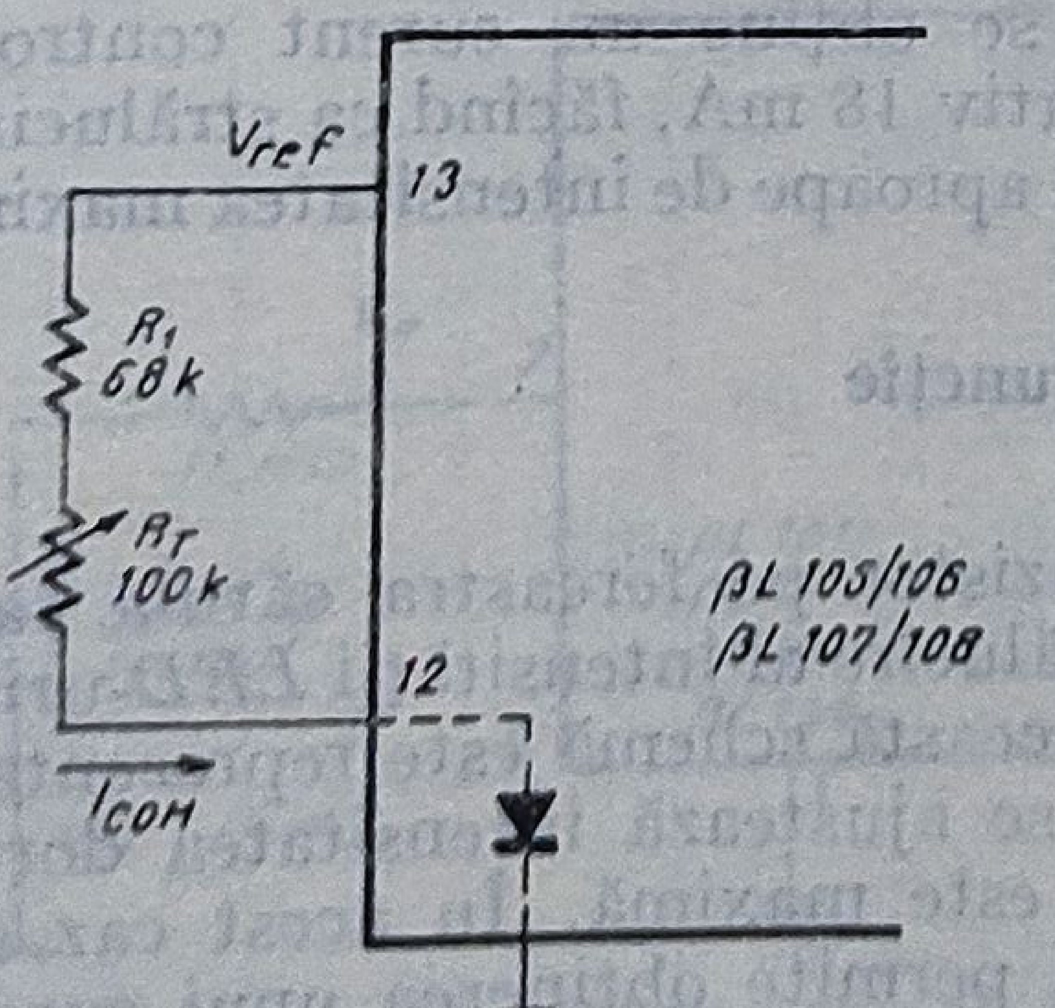


Fig. 6.15. Comanda intensității luminoase a *LED*-urilor.

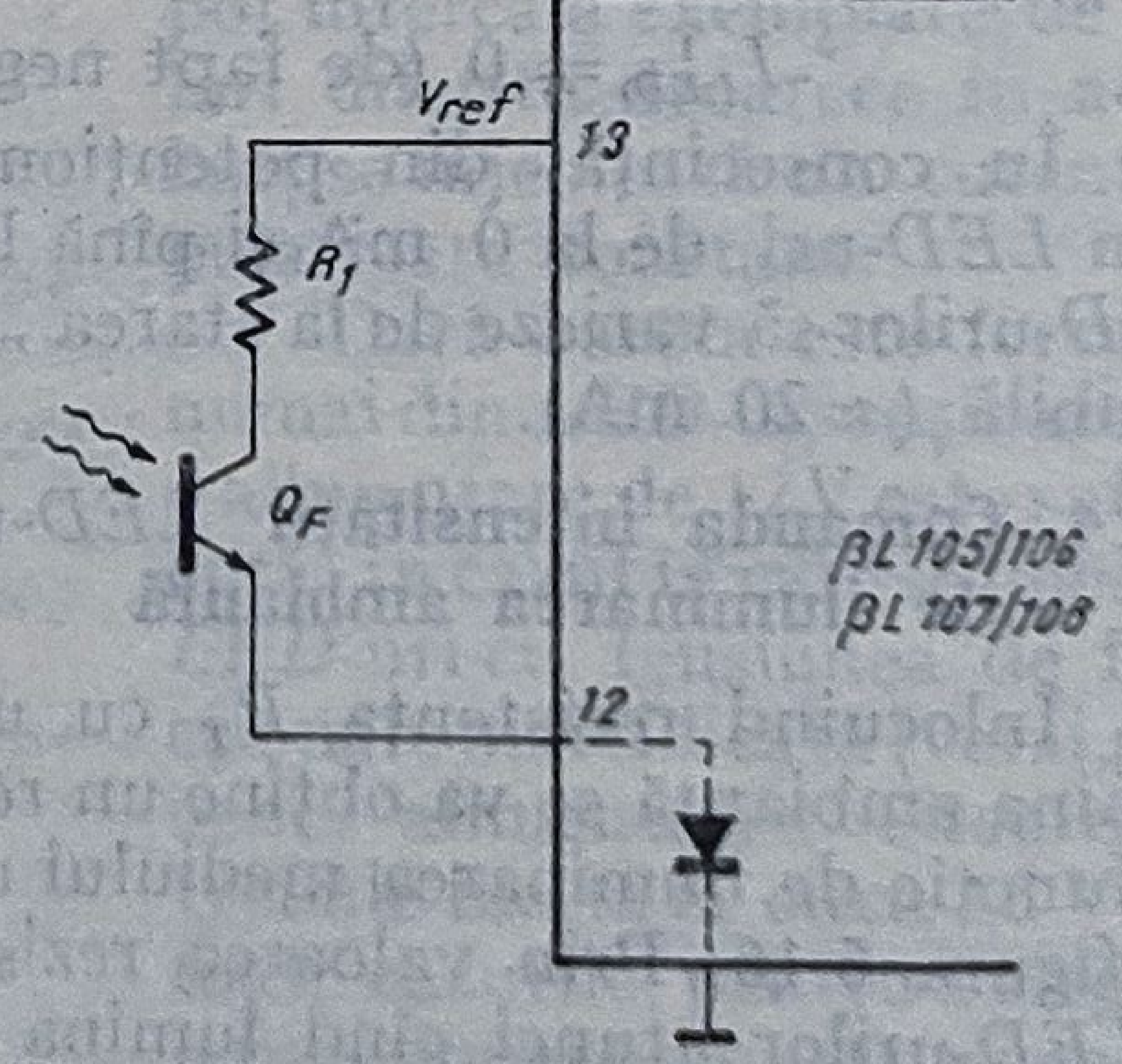


Fig. 6.16. Comanda intensității luminoase a *LED*-urilor în funcție de iluminarea ambiantă.

6.4.5. Detector de vîrf simplă alternanță

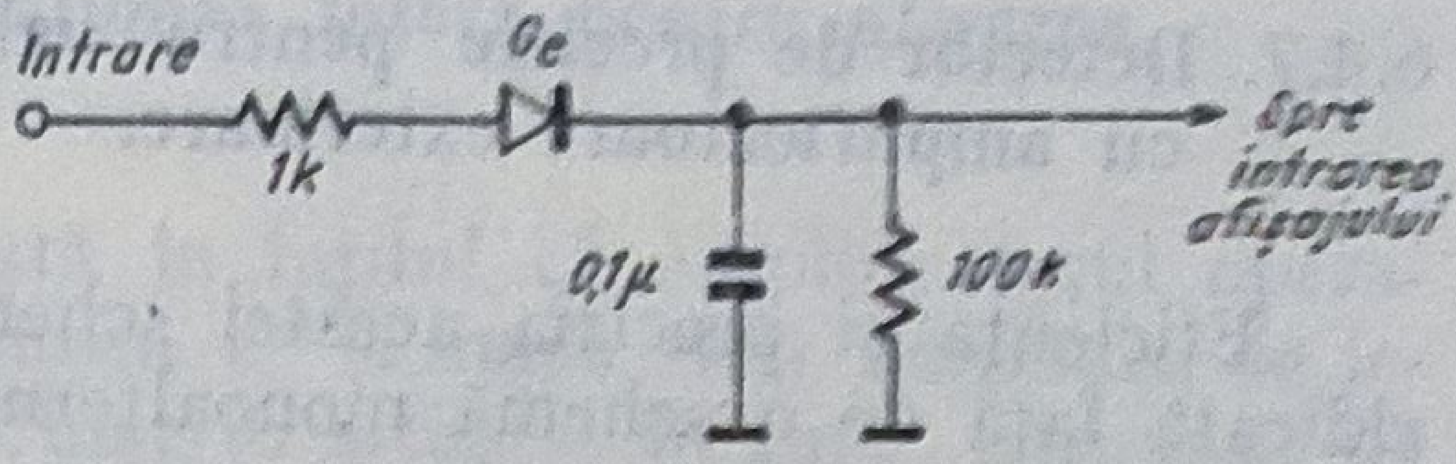


Fig. 6.17. Detector de vîrf simplă alternanță.

Cu ajutorul unei diode exterioare se poate construi un afișaj mulțumitor ca precizie, care este capabil să afișeze valoarea de vîrf a semnalului prezentat în intrare. Schema este desenată în figura 6.17.

Deoarece neliniaritatea diodei este pronunțată la semnale mici (<0,2 V) circuitul β*L*100 va primi la intrare forme de unde distorsionate în jurul semnalelor mici. De aceea această schemă se recomandă numai în cazul afișajelor informative (de protocol) în care precizia practic nu contează. Utilizarea diodelor din siliciu este inadecvată, din cauza tensiunii de deschidere mari ($\simeq$0,6 V).

6.4.6. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior

Neliniaritatea schemei prezentate anterior în figura 6.18 se elimină prin utilizarea unui detector monoalternanță de precizie care folosește un amplificator operațional. Un asemenea amplificator pentru a răspunde corect în gama frecvențelor audio în special la limita de sus (20 kHz) trebuie să fie de tip β*M*301*A* compensat exterior, eventual folosind tehnica „feed-forward compensation 5", sau unul din tipurile β*F*355/356.

Tensiunea de deschidere a diodei D_1 se împarte (din punctul de vedere la semnalului de la intrare) la cîștigul cu bucla deschisă a amplificatorului utilizat, ajungînd neglijabilă.

La ieșirea detectorului (nodul notat *A* pe figura 6.20) apare alternanța negativă a semnalului aplicat pe intrare. Această tensiune este filtrată de grupul R_3C_2. După dorință schema poate fi folosită pentru obținerea valorilor medii sau de vîrf ale semnalelor aplicate în intrare.

De asemeni cîștigul global poate fi modificat pentru a adapta cît mai corect sursa de semnal la afișaj.

Toate aceste cazuri, împreună cu valorile componentelor ce trebuie utilizate sînt evidențiate în figura 6.18.

Inconvenientul unei asemenea scheme, este dat de existența alimentării V_-, care nu este întotdeauna disponibilă într-un echipament audio.

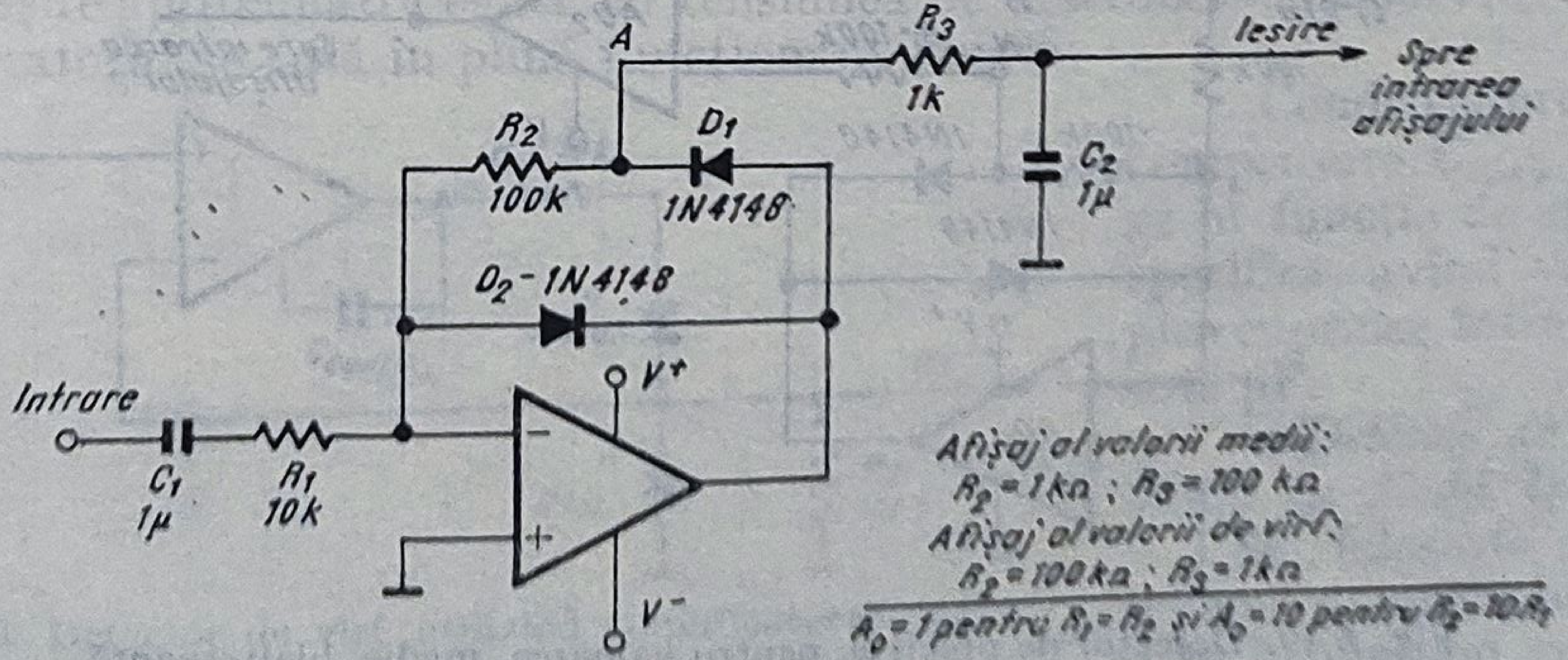


Fig. 6.18. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior.

6.4.7. Detector de precizie pentru valoarea medie, bialternanță, cu amplificatoare exterioare.

Eficiența și precizia acestei scheme de detecție bialternanță este mai ridicată față de o schemă monoalternantă. Însă, după cum se remarcă din figura 6.19 această abordare este mai complexă și costisitoare.

Amplificatorul operațional AO_1 realizează o detecție simplă alternanță[3] de tipul celei desenate în figura 6.18. Ieșirea acestuia este aplicată amplificatorului AO_2 la intrarea neinversoare prin intermediul unei rezistențe R (100 kΩ) împreună cu semnalul original, conectat la intrarea inversoare printr-o rezistență de valoare dublă, $2R$(200 kΩ).

Pentru alternanța pozitivă a semnalului de intrare, ieșirea detectorului echipat cu amplificatorul AO_1 va avea aceeași valoare însă inversată cu 180° ca fază. În această situație amplificatorul AO_2 primește „$-v_{in}$" în nodul N și „$+v_{in}$" în nodul M. În consecință ieșirea amplificatorului AO_2, exceptînd efectul condensatorului va fi „$-v_{in}$".

Alternanța negativă a semnalului de intrare blochează detectorul AO_1, adică pentru orice valoare a semnalului de intrare tensiunea nodului A este zero ($N = 0$V). Amplificatorul AO_2 se transformă în acest caz într-un inversor cu cîștig unitar. Deci ieșirea lui AO_2 va fi tot „$-v_{in}$".

Semnele din fața lui v_{in} reprezintă o inversare de fază cu 180°.

Se remarcă că în cele două cazuri — alternanța pozitivă sau negativă — tensiunea de ieșire din amplificatorul AO_2 are aceeași fază. Deci tot ansamblul desenat în figura 6.19 acționează ca un redresor bialteranantă echipat cu diode aproape ideale (tensiune de prag nulă).

Condensatorul C_2 servește la filtrarea tensiunii redresate bialternanță, constanta de timp $2RC_2$ alegîndu-se astfel încît tensiunile de curent continuu de la ieșirea amplificatorului operațional AO_2, să reprezinte valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

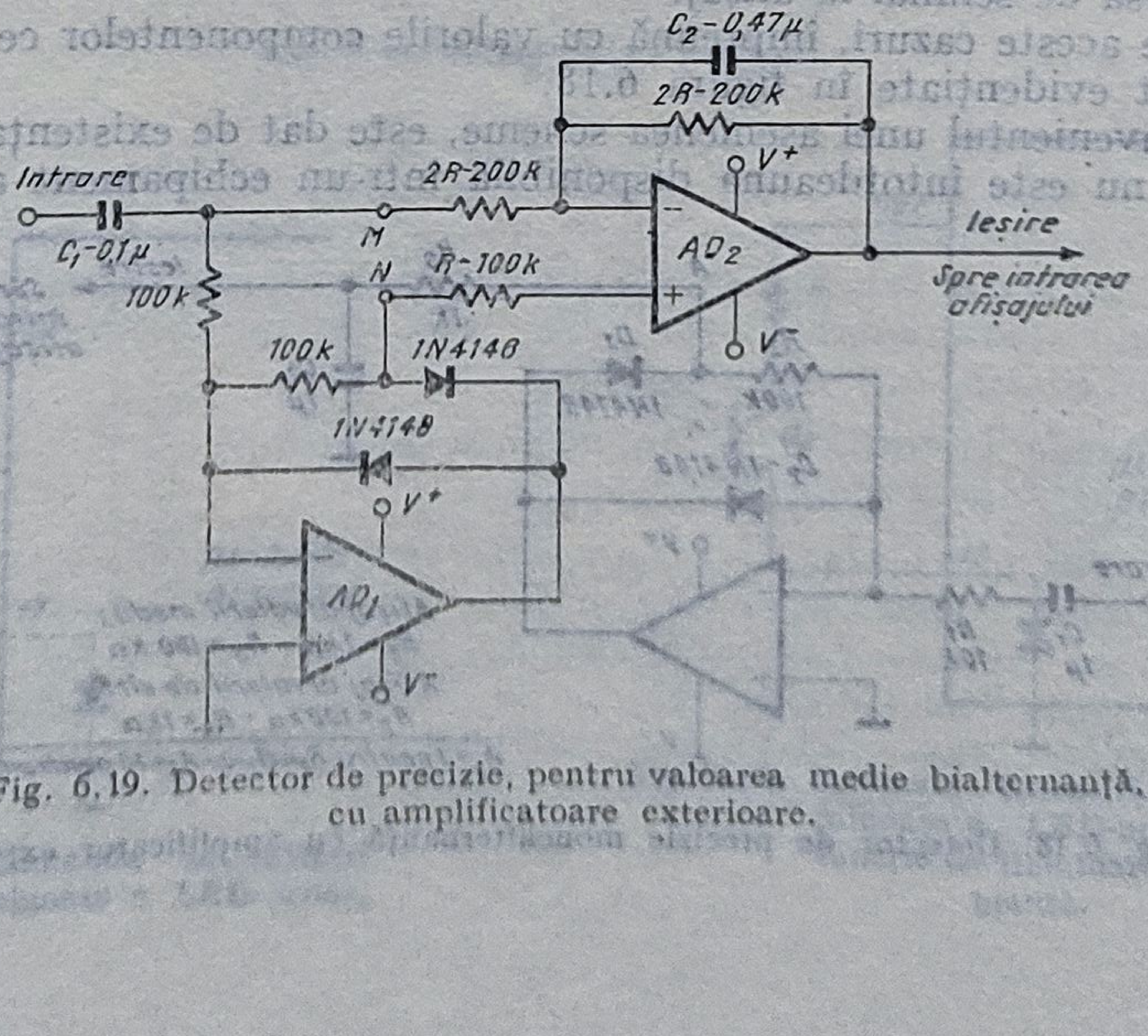


Fig. 6.19. Detector de precizie, pentru valoarea medie bialternanță, cu amplificatoare exterioare.

6.4.8. Utilizarea amplificatorului operaţional intern pentru afişarea semnalelor alternative.

Dificultatea acestei aplicaţii constă în faptul că amplificatorul operaţional intern este alimentat între tensiunea V^+ şi masă, deci tensiunea de ieşire nu poate coborî sub zero volţi. Chiar în situaţia în care tensiunea de ieşire este riguros zero volţi, impedanţa de ieşire este de aproximativ 10 kΩ iar amplificatorul este practic blocat (amplificatorul nu amplifică semnale de intrare pentru care semnalul de ieşire este $\leqslant 0$).

În acest context se remarcă însă capabilitatea intrărilor amplificatorului operaţional în cauză de a lucra cu tensiuni de zero volţi sau chiar uşor negative (pînă la $-0{,}3$ V).

Cu ajutorul unei deplasări de nivel (diodă sau tranzistor) acest impas poate fi trecut, după cum se va vedea în schemele care urmează.

● *Detector de vîrf cu diodă în ieşire*

Schema este desenată în figura 6.20. Amplificatorul este atacat de semnalul de intrare pe terminalul neinversor. Grupul de detecţie R_2C este conectat la ieşirea amplificatorului operaţional prin dioda D. Atunci cînd semnalul de intrare este mai mare decît tensiunea de pe condensatorul C, tensiunea de ieşire a amplificatorului creşte, deschizînd dioda D pentru a mări tensiunea condensatorului readucînd la echilibru tensiunile de pe intrările inversoare şi neinversoare ale amplificatorului. Îndată ce tensiunea de intrare scade sub valoarea tensiunii de pe condensatorul C (tensiunea intrării inversoare), dioda D se blochează.

Rezultă o funcţionare în care condensatorul se încarcă pînă la valoarea maximă instantanee (alternanţa pozitivă) cu un curent limitat în esenţă de rezistenţa R_1. Descărcarea condensatorului are loc în timp ce tensiunea de la intrare este mai mică decît maximumul menţionat anterior, constanta de timp de descărcare fiind R_2C.

Se remarcă faptul că valoarea tensiunii de deschidere a diodei D — neimportantă în ceea ce priveşte precizia de detecţie — realizează o deplasare de nivel în ieşire. Acest ultim efect apare evident atunci cînd tensiunea de pe condeensatorul C ste zero. Pentru ca amplificatorul operaţional să încarce condensatorul aflat în această stare, el trebuie să-şi stabilească o tensiune de ieşire aproximativ egală cu tensiunea de deschidere a diodei ($+0{,}65$V); amplificatorul se află în plină funcţionare liniară.

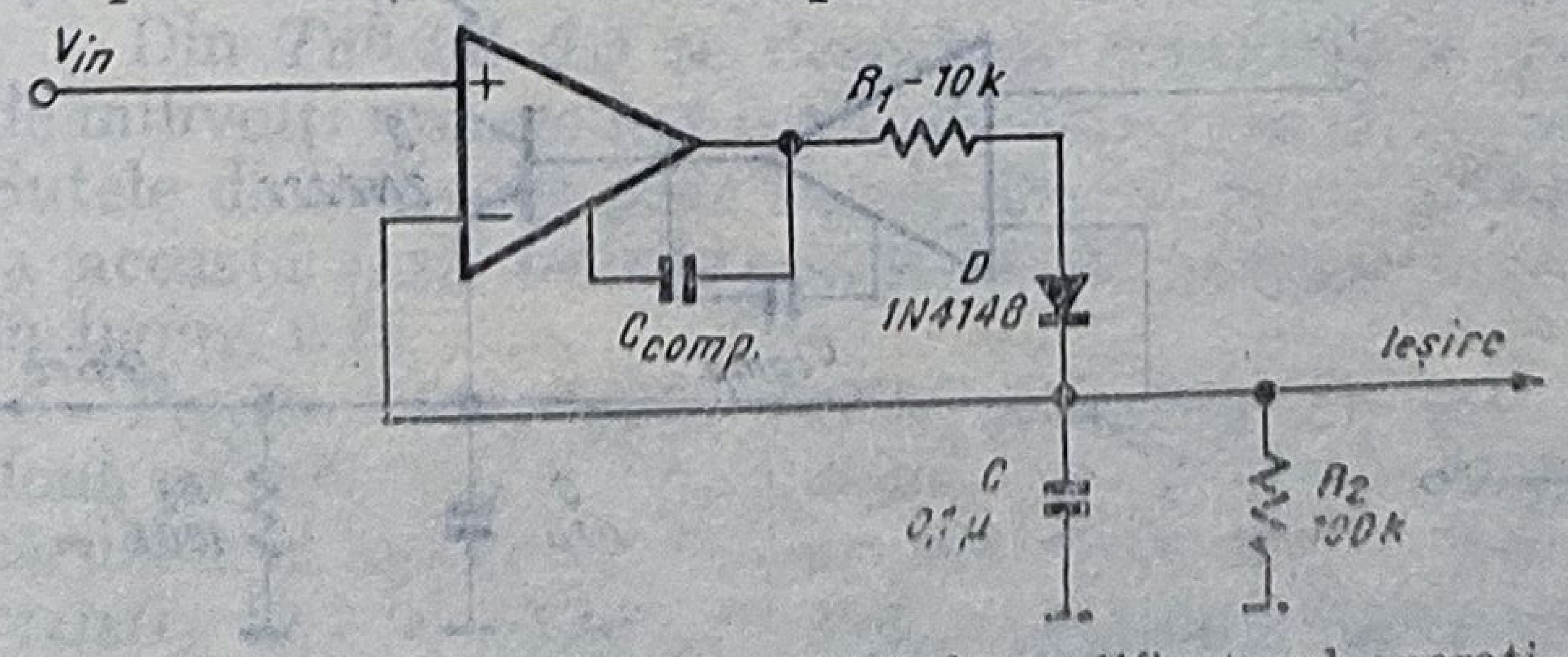


Fig. 6.20. Detector de vîrf utilizînd amplificatorul operaţional intern

Condensatorul de compensare, C_{comp}, se alege în funcţie de aplicaţia specifică, avînd valori tipice cuprinse între zeci şi sute pF.

● *Detector de valoare medie cu diodă în ieşire.*

Se foloseşte aceeaşi schemă desenată în figura 6.20 schimbînd constan-

tele de timp de încărcare (R_1C) și de descărcare (R_2C) ale condensatorului C pentru a obține o componentă continuă proporțională cu valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

În acest caz R_1 crește, iar R_2 scade. Combinația de valori depinde de prescripțiile standardelor utilizate, sau în cazuri mai simple de efectul optic obținut.

Dacă este necesar ca acest grup să se cupleze capacitiv în intrare se va folosi re-zistența R_3 necesară polarizării de curent continuu a intrării neinversoare a amplificatorului operațional (vezi figura 6.21).

● *Detector de valoare de vîrf care folosește un tranzistor și AO intern.* Curentul de ieșire maxim admisibil care poate fi extras din amplificatorul operațional intern este de 1 mA. Deci dimemensionarea rezistenței R_1 este limitată sus și în unele cazuri poate afecta răspunsul dinamic al afișajului.

O posibilitate de mărire a curentului injectat în condensatorul C o constituie folosirea tranzistorului Q, extern circuitului, ca în figura 6.22. Această componentă înlocuiește dioda D în figura 6.20 dar permite utilizarea valorilor mici pentru rezistențe R_1 deoarece de această dată curentul de încărcare al condensatorului C nu mai este generat direct de ieșirea amplificatorului operațional; el este „luat" din alimentare, prin intermediul rezistenței R_1 și tranzistorului Q (normal saturat).

● *Afișaj inversat*

Folosind amplificatorul operațional intern din β*L*100 și un tranzistor exterior Q se obține un afișaj inversat. Schema din figura 6.23 este de asemenea un detector de vîrf fără prag dar la care întreaga baretă este stinsă atunci cînd semnalul este maxim. Pentru valori mai mari (algebric) sau tensiuni pozitive partea aprinsă a baretei se lungește pentru ca să ajungă la lungimea maximă (5 *LED*-uri) atunci cînd la intrare se aplică tensiuni ≥ 0 V în regim staționar. Inversarea se datorește faptului că întreg amplificatorul operațional intern este conectat pentru rețea inversoare. Condensatorul C se descarcă la vîrfurile negative maxime prin R_1 și Q (presupus saturat) și se încarcă prin intermediul rezistenței R_2.

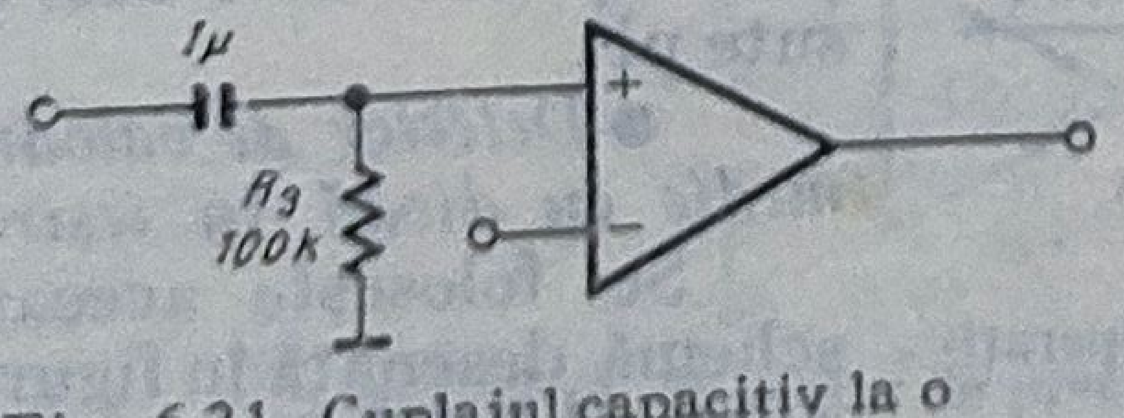


Fig. 6.21. Cuplajul capacitiv la o sursă alternativă de semnal audio.

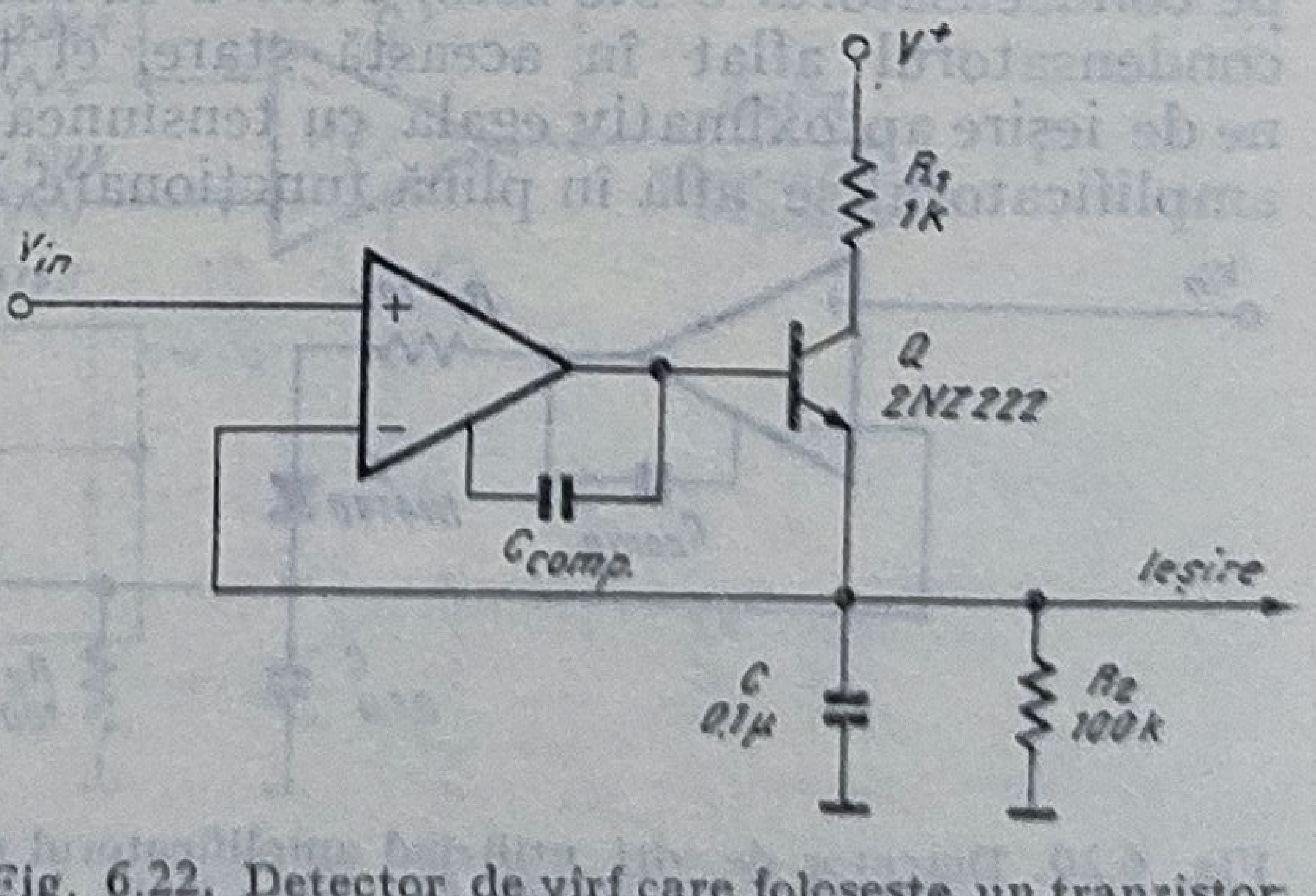


Fig. 6.22. Detector de vîrf care folosește un tranzistor în ieșirea amplificatorului operațional intern.

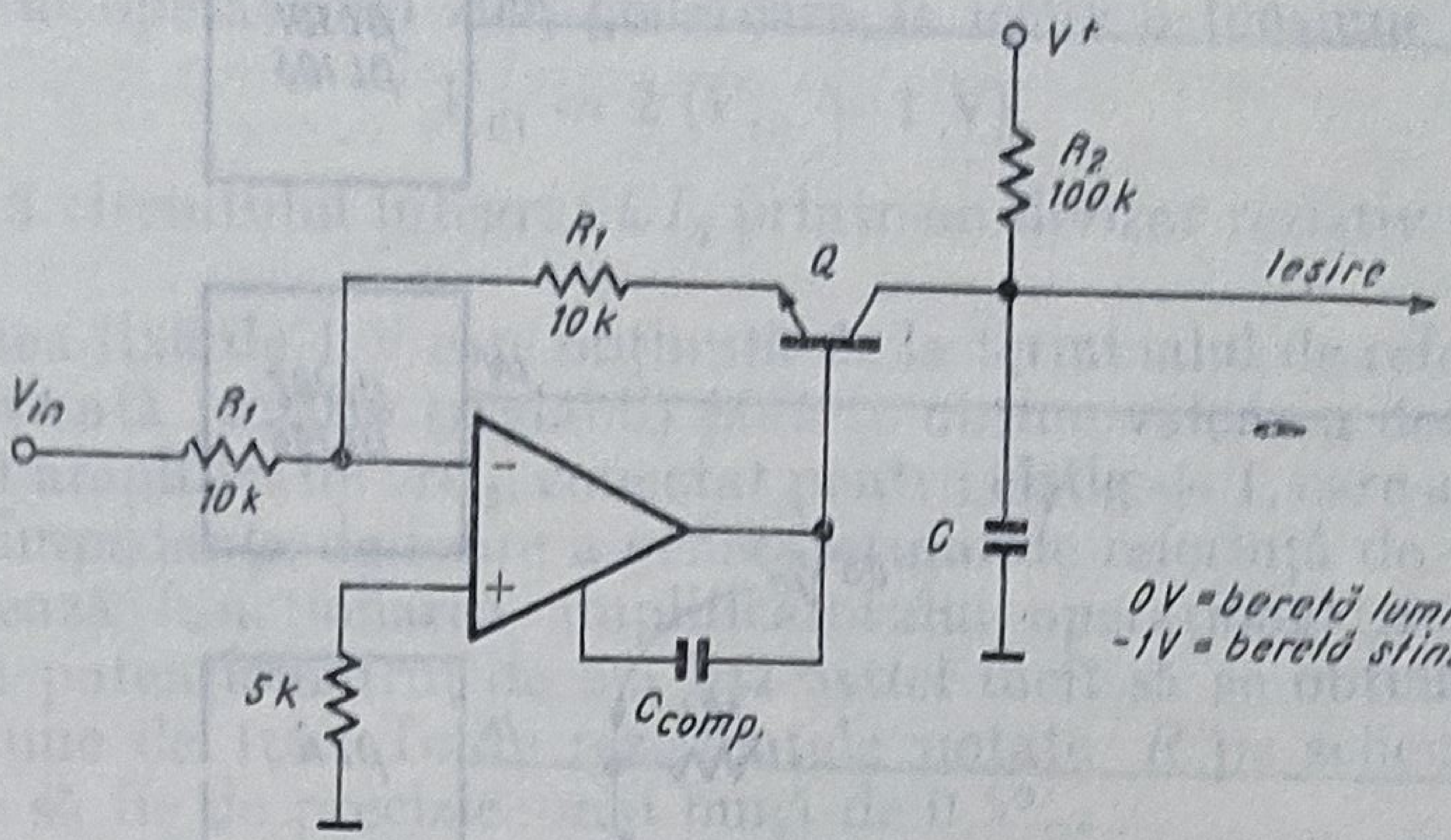


Fig. 6.23. Afișaj „inversat".

Utilizarea amplificatorului intern este folositoare și pentru alte tipuri de procesare a semnalului înainte de a fi afișat. De la simpla amplificare în curent continuu sau alternativ a semnalului de intrare, inversarea sau nu a fazei și pînă la scheme complexe de relaxare sau de multiplicare acest amplificator operațional integrat alături de schema propriu-zisă de afișaj reprezintă o soluție ieftină și comodă. Practic se poate folosi la interfațarea semnalului de intrare cu afișajul dorit, orice schemă de utilizare a amplificatoarelor operaționale.

În calitate de exemplu, în paragraful următor se prezintă un afișaj liniar care conține 20 de diode electroluminiscente.

6.4.9. Afișaj liniar cu *20* de *LED*-uri

Cu patru circuite integrate se poate construi un afișaj cu 20 de *LED*-uri. În varianta liniară acest afișaj folosește două amplificatoare operaționale, amplificatoare disponibile în β*L*105 și β*L*106, și de asemeni se face apel la o tensiune de referință generată de unul din circuitele mai sus menționate.

O asemenea schemă este utilizabilă în construcția unui turometru de bord pentru automobile. Stabilind o turație maximă de 6 000 ture/minut rezultă o rezoluție a afișajului de 300 ture/*LED*. Schema este desenată în figura 6.24 și face apel la *Tabelul 6.3*.

Pentru o tensiune de intrare de 1 V întreaga baretă de 20 de *LED*-uri este aprinsă. Intervalul de aprindere a unui *LED* (rezoluția) este de 50 mV.

Din *Tabelul 6.3* se desprinde organizarea unui asemenea afișaj. Sutele de milivolți impare pot fi afișate direct de un circuit de tip β*L*101 sau β*L*105. Sutele de milivolți pare vor fi afișate de un circuit β*L*102 sau β*L*106. Pînă la această fază întreaga schemă se comportă asemănător cu cea desenată în figura 6.14.

Pentru intervalele dintre pragurile de sute de milivolți sînt afectate două circuite CI_3 și CI_4. Primul este un afișaj „impar" — β*L*105 (sau β*L*101), căruia i se aplică pe intrare tensiunea $V_{in}/2$, fapt realizat printr-un divizor rezistiv 10 kΩ, 10 kΩ. Al doilea circuit integrat este de tipul „par" — β*L*106 (sau β*L*102) căruia i se aplică pe intrare o tensiune,

$$V_4 = (V_{in} + 1\ \text{V})/2.$$

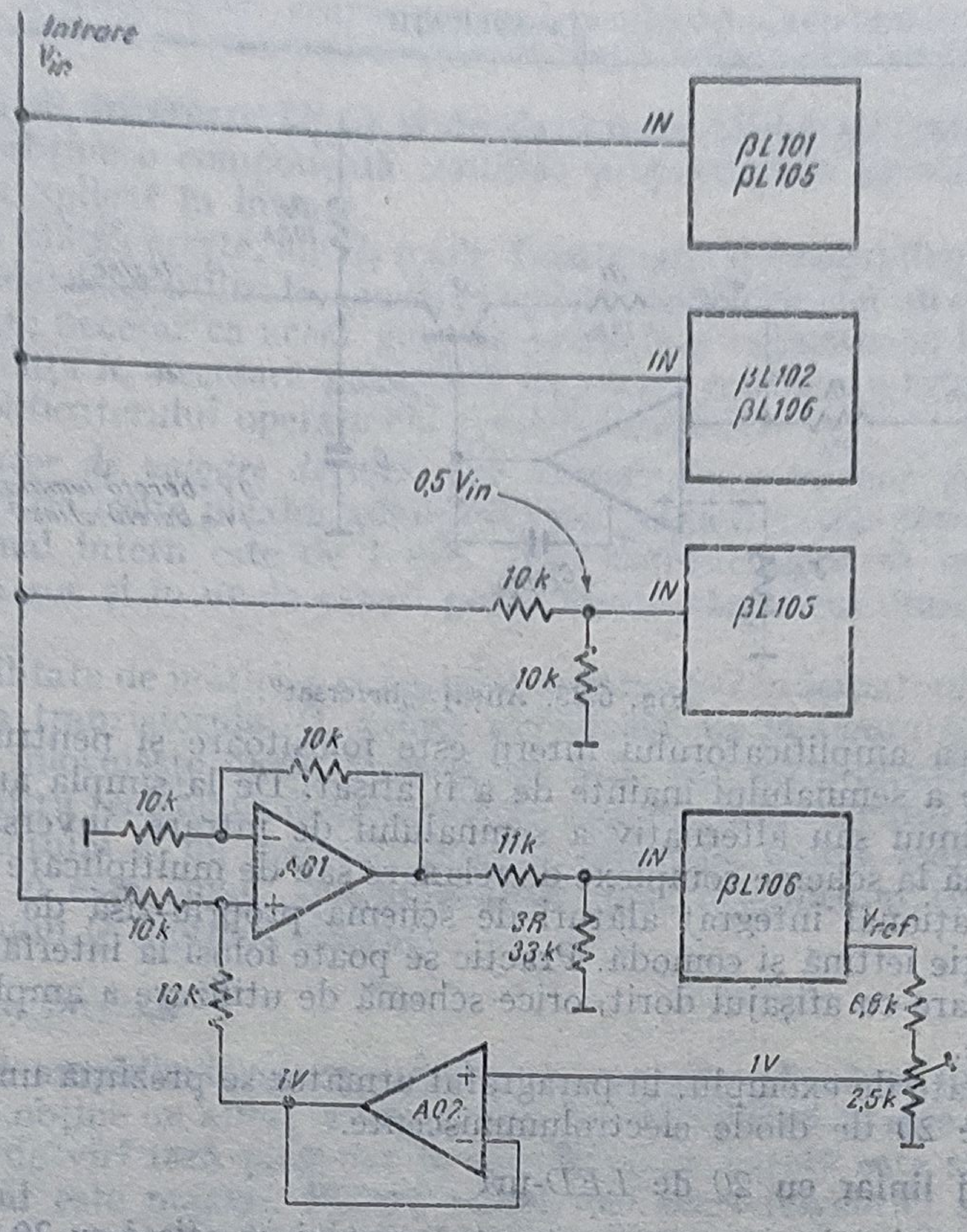


Fig. 6.24. Schema unui afișaj cu 20 de *LED-uri*, varianta liniară.

Tabelul 6.3

Numărul LED-ului aprins	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	...	20
Prag intrare	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50	0,55	0,60	0,65		1V
CI_1		×				×				×				...	
CI_2				×				×				×		...	×
CI_3	×		×		×		×		×					...	
CI_4											×		×	...	

Semnalul aplicat lui CI_1 — direct V_{in} (βL101/βL105)
Semnalul aplicat lui CI_2 — direct V_{in} (βL102/βL106)
Semnalul aplicat lui CI_3 — 0,5 V_{in} (βL105)
Semnalul aplicat lui CI_4 — 0,5 (1 V + V_{in}) (βL106)

Amplificatorul operațional AO_1 generează la ieșire o tensiune egală cu,

$$V_{01} = 2\,(V_{in} + 1\ \mathrm{V}),$$

care se aplică circuitului integrat CI_4 printr-un divizor rezistiv de 1/4 (11 kΩ, 33 kΩ).

Tensiunea fixă de 1 V este obținută de la terminalul de referință al circuitului CI_4 divizată rezistiv (reglabil) pînă se obține valoarea dorită, apoi aplicată unui alt amplificator AO_2, conectat pentru cîștig + 1, care are rol de tampon. Astfel impedanța de ieșire a generatorului de referință de 1 V este mică și nu afectează funcționarea amplificatorului operațional AO_1. Schema se reglează din potențiometrul de 2,5 kΩ astfel încît să se obțină la ieșirea lui AO_2 o tensiune de 1 V. Toate rezistențele notate R pe schema din figura 6.24 trebuie să fie de precizie; mai bună de 0,5%.

Pentru un afișaj liniar lanțul de *LED*-uri se organizează fizic conform tabelului 6.3 pentru a obține o baretă monoton crescătoare din 50 în 50 de milivolți apelînd la aceeași procedură de întrețesere folosită și în schema din figura 6.14.

6.4.10. Afișaj de putere cu tranzistoare

Prin adăugarea din exterior a unor etaje de putere se pot aprinde lanțuri de becuri de intensitate apreciabilă. Un astfel de exemplu este dat în figura 6.25. Sursele luminoase (becuri cu incadescență) sînt comandate de circuitul

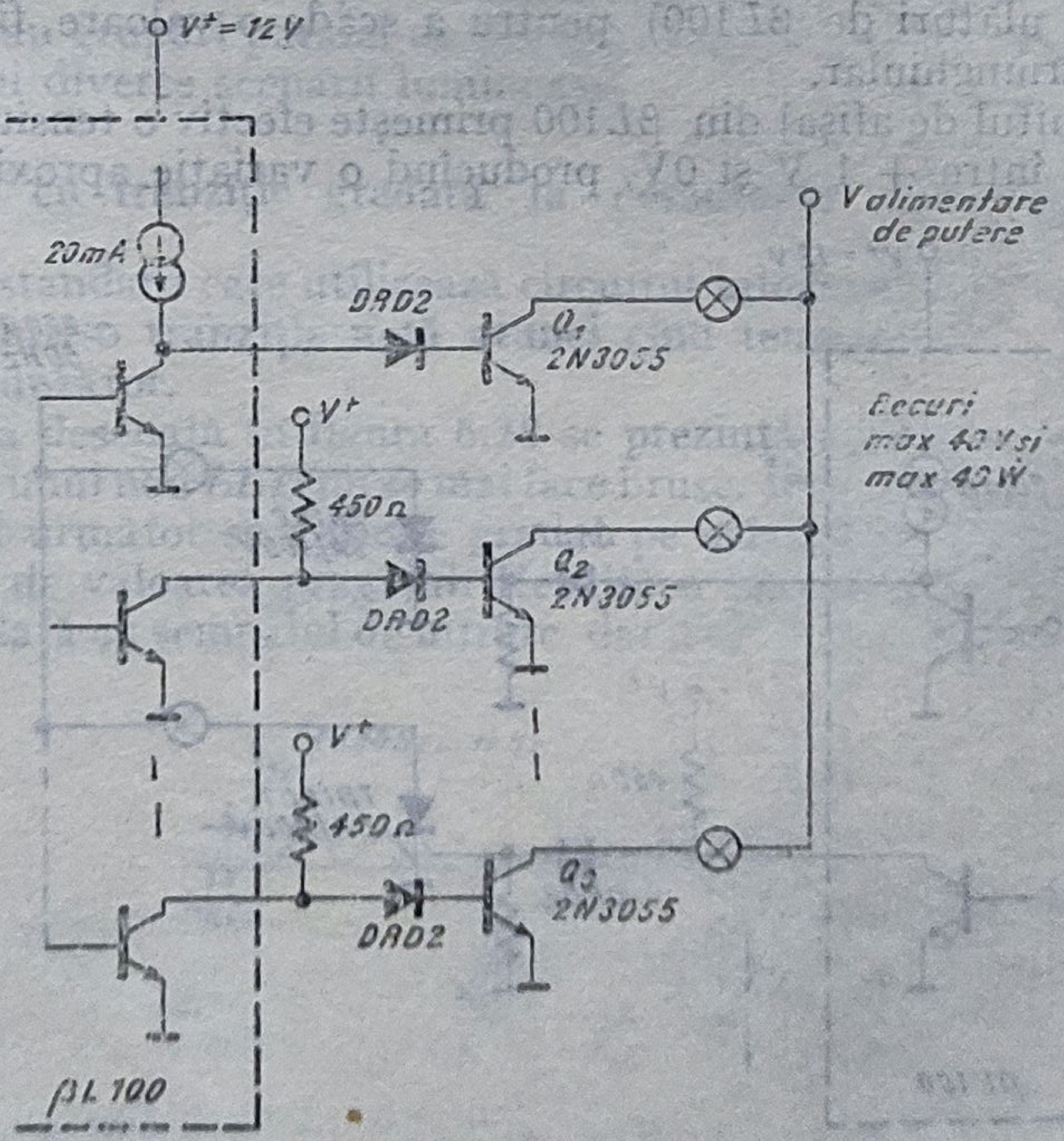


Fig. 6.25. Afișaj de putere cu tranzistoare

integrat βL100 prin intermediul unor tranzistoare de putere, a căror disipație rămîne mică deoarece lucrează blocat/saturat (din acest motiv în majoritatea cazurilor nu sînt necesare radiatoare).

Primul tranzistor, Q_1, este comandat în bază direct de către sursa de curent de 20 mA. Celelalte tranzistoare finale vor căpăta curentul de bază necesar saturării lor prin rezistențele de tip *R*. Diodele *DRD*2 sînt necesare asigurării ferme la blocare, cunoscînd că tranzistorul de comandă integrat în βL100 are o tensiune de saturație maximă de 1,2 V la 50 mA.

Dacă se dorește comanda unor becuri mai puternice în locul tranzistoarelor 2*N*3055 se pot utiliza tranzistoare (sau combinații) Darlington. În acest caz se vor înlocui diodele *DRD*2 cu diode simple, 1*N*4001.

6.4.11. Afișaj de mare putere cu triace

În locul tranzistoarelor din figura 6.25 se va prezenta o schemă care poate aprinde becuri de pînă la 1 kW fiecare. Elementul de putere utilizat este un triac, de 6 A și 400 V care poate fi comandat direct de βL 100. Schema este dată în figura 6.26.

Un asemenea montaj se folosește de exemplu în sălile de tip disco sau pe scene ce prezintă spectacole cu muzică puternic ritmată. O sursă de excitație reglabilă adaptată circuitului βL100 este desenată în figura 6.27. Ea generează o formă de undă apropiată de triunghi cu amplitudinea cuprinsă între + 1 V și + 2 V. Acest semnal este prelucrat de un amplificator operațional (integrat alături de βL100) pentru a scade o valoare fixă de + 1 V din semnalul triunghiular.

Astfel circuitul de afișaj din βL100 primește efectiv o tensiune triunghiulară ce variază între + 1 V și 0V, producînd o variație aproximativ liniară

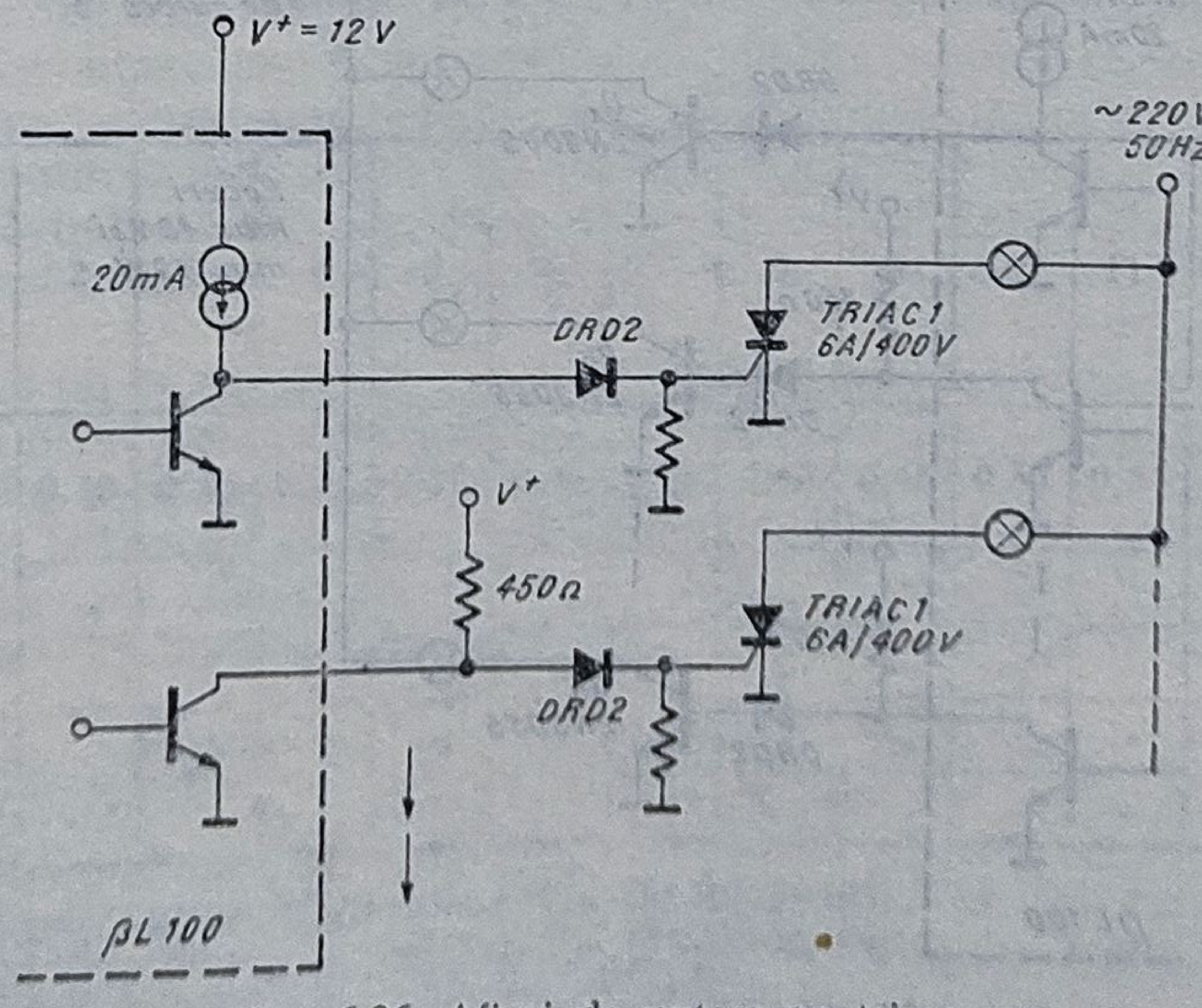


Fig. 6.26. Afișaj de putere cu triace.

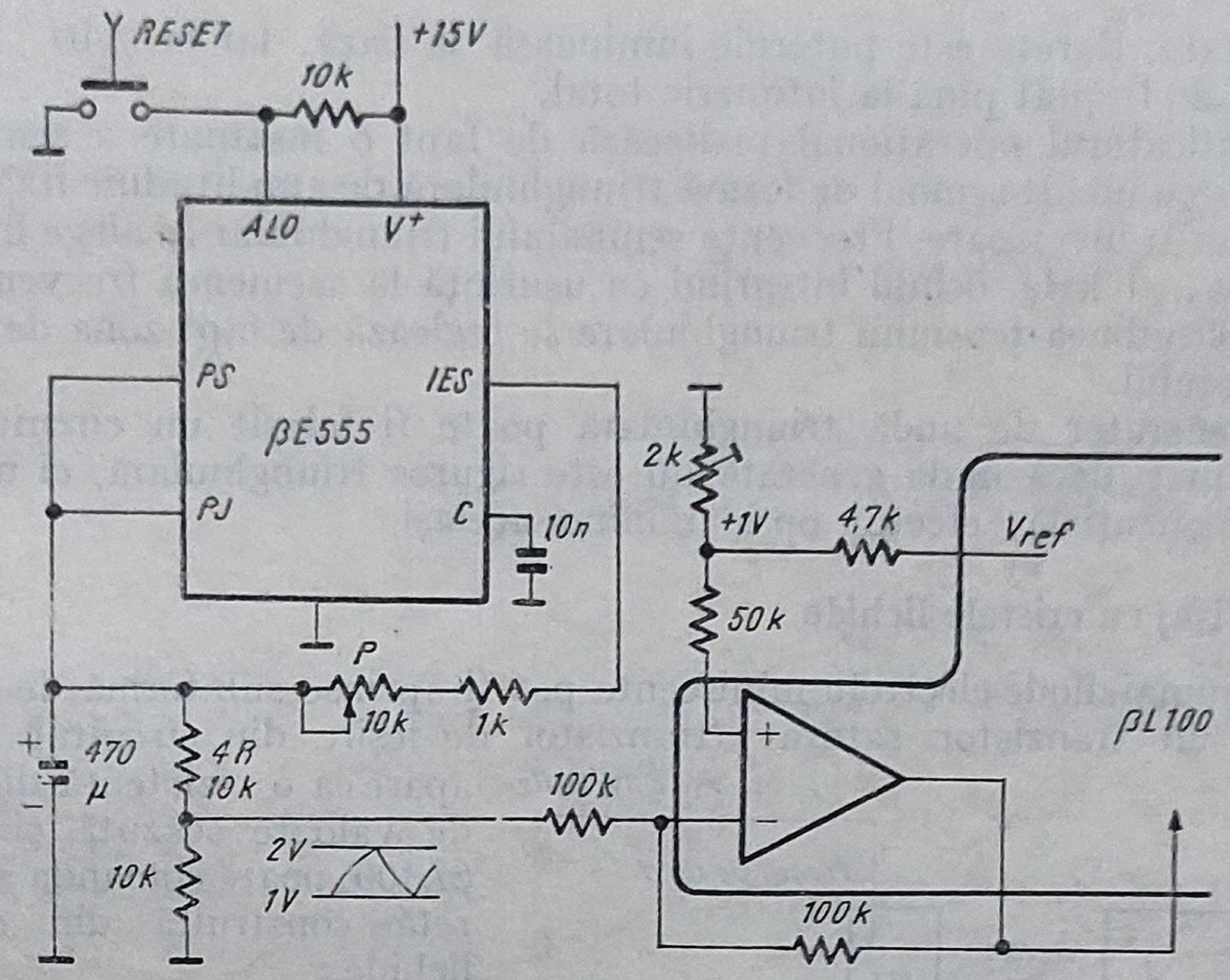


Fig. 6.27. Sursă pentru un afișaj dinamic.

a lungimii lanțului de becuri și cu cadență reglabilă. Prin aranjamentul diverselor becuri (sau grupări paralel de becuri) cît și prin amplasamentul lor fizic, se pot construi diverse scenarii luminoase.

6.4.12. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea *LED*-urilor din baretă

Afișajele standard care utilizează circuitul integrat β*L*100 aprind un *LED* după altul printr-o tranziție netă atunci cînd tensiunea de intrare depășește pragul corespunzător.

În schema desenată în figura 6.28 se prezintă un afișaj în care tranziția de aprindere a unui nou *LED* nu se mai face brusc. În apropierea pragului de tensiune, *LED*-ul următor se aprinde gradat pe măsură ce tensiunea de intrare se depărtează de valoarea pragului. Rezultă o baretă luminoasă a cărui lungime este corelată cu semnalul de intrare, dar a cărei extremitate este modulată

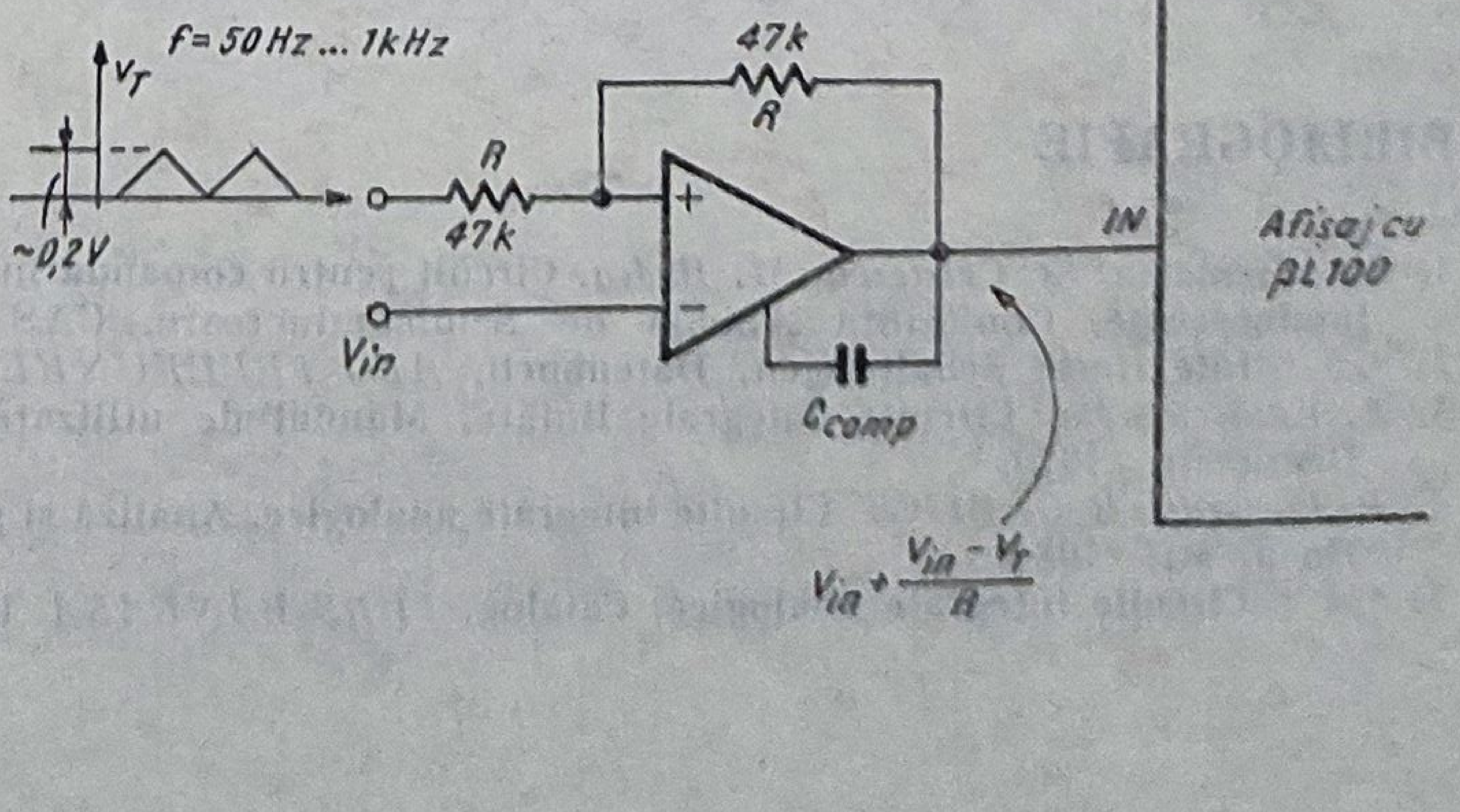


Fig. 6.28. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea *LED*-urilor din baretă.

în intensitate. Bareta este puternic luminoasă la bază, iar la „vîrf" luminozitatea scade treptat pînă la întuneric total.

Amplificatorul operațional realizează de fapt o însumare a semnalului propriu-zis cu un alt semnal de formă triunghiulară de amplitudine fixă conectat în intrarea inversoare. Frecvența semnalului triunghiular se alege în domeniul 50 Hz ... 1 kHz, ochiul integrînd cu ușurință la asemenea frecvențe. Reglînd amplitudinea tensiunii triunghiulare se reglează de fapt zona de tranziție a afișajului.

Ca generator de undă triunghiulară poate fi folosit un circuit de tip βE555. Chiar dacă unda generată nu este riguros triunghiulară, ci mai degrabă exponențială, efectul optic rămîne același.

6.4.13. Afișaj cu cristale lichide

Nu numai diode electroluminiscente pot fi aprinse sub formă de baretă. Deoarece un tranzistor saturat (tranzistor de ieșire din circuitul βL100) apare ca o rezistență dinamică de valoare scăzută circuitele βL100 poate comanda și o baretă construită din cristale lichide.

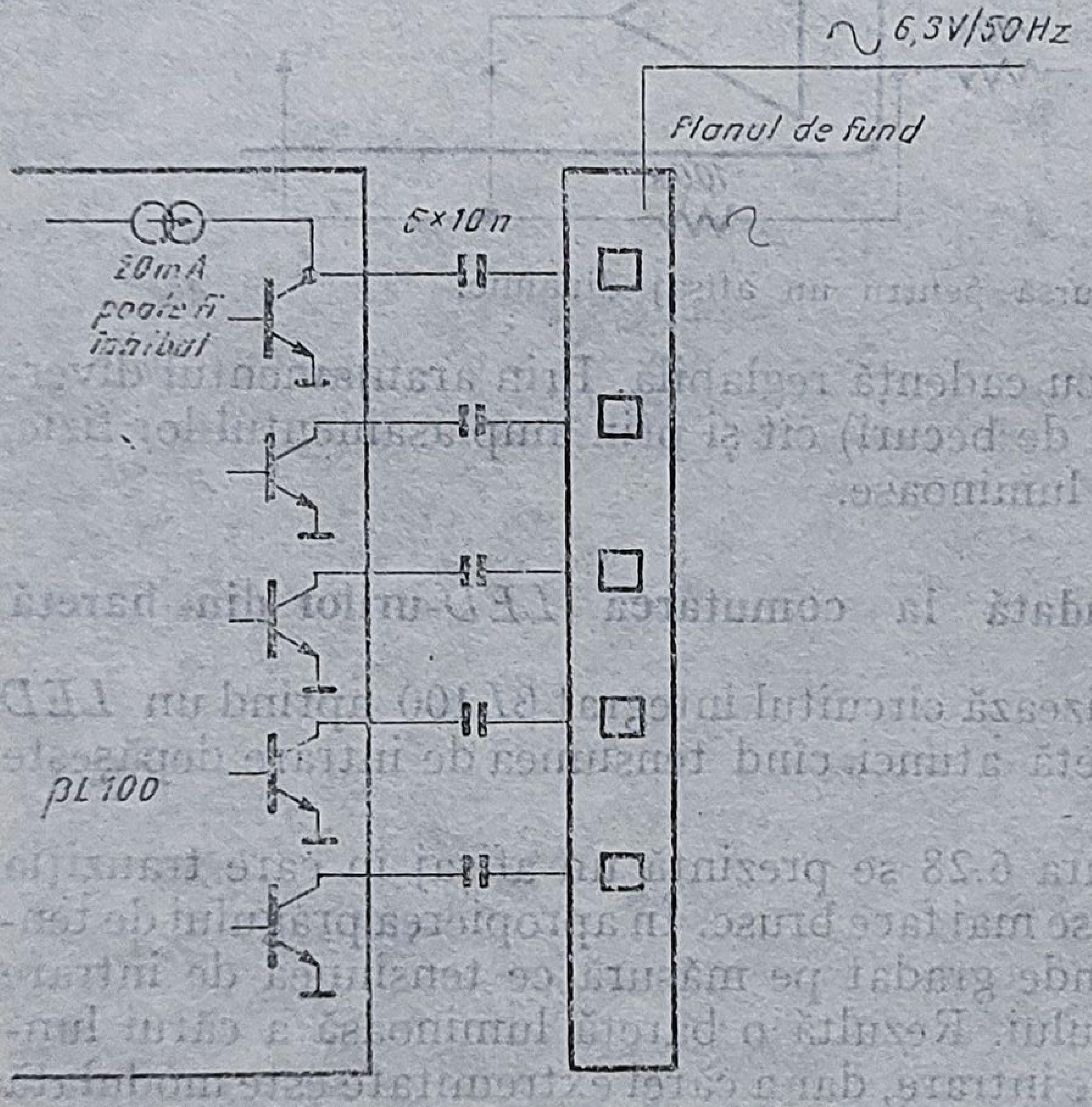


Fig. 6.29. Afișaj cu cristale lichide.

Din figura 6.29 se observă cuplajul capacitiv folosit între circuitul integrat și bareta propriu-zisă și de asemeni polarizarea în curent alternativ a planului de fund al afișajului. Pentru ca primul tranzistor să nu mai conducă curentul de polarizare necesar aprinderii *LED*-urilor se poate dar nu este absolut necesar, ca din exterior să se injecteze în terminalul I_{COM} un curent continuu mai mare de 0,5 mA (pentru a stinge *LED*-urile).

BIBLIOGRAFIE

1. *N. Marinescu, St. Cristescu, M. Bodea.* Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente, Conferința Anuală de Semiconductoare, CAS — 1984, Timișul de Jos.
2. * * * Integrierte Schaltungen, Datenbuch, *AEG-TELEFUNKEN*, 1979/80.
3. *A. Vătășescu ș.a.* Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. I, Editura Tehnică București, 1979.
4. *P. R. Gray, R. G. Meyer.* Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare, Editura Tehnică București, 1984.
5. * * * Circuite integrate analogice, Catalog, *IPRS-BĂNEASA* 1983.